

E.T.S. de Ingeniería Industrial,  
Informática y de Telecomunicación

# **DISEÑO Y MONTAJE DE UNA INSTALACIÓN FOTOVOLTAICA DE 200W CON CONVERTIDOR MULTIFUNCIONAL**



Grado en Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Trabajo Fin de Grado

Autor: **Borja Ororbía Payan**

Tutores: **Ernesto Luis Barrios Ripodas**

**Andoni Urtasun Erburu**

Pamplona, 18 de junio de 2018

**Palabras clave:**

Fotovoltaica, dimensionado, convertidor, inversor, regulador, buck, autoconsumo, puente en H, diseño y montaje, control analógico, control digital, lazo cerrado, MPPT.

## ***AGRADECIMIENTOS***

*A mi padre y a mi madre, que siempre me están apoyando.*

*A mi abuela y a mi abuelo, por ser los mejores.*

*Nire izebari, nahiz eta gutxitan elkartu asko maite dudana.*

*A mis magníficos tutores Andoni y Ernesto por todo  
lo que me han enseñado durante estos meses.*

*A mis compañeros.*

*A todas las integrantes de ODLA.*

## Resumen

La necesidad de impulsar nuevas formas más limpias y sostenibles de generar energía está ofreciendo una oportunidad para la expansión y desarrollo de la tecnología fotovoltaica. Una de sus modalidades está basada en un sistema para el autoconsumo no aislado. Es decir, la energía producida es destinada a cubrir las demandas energéticas de la propietaria y en caso de existir un excedente, esta se vierte a la red. Esta modalidad requiere que se disponga de un inversor, unas baterías, un regulador de carga de baterías y otro regulador para realizar el MPPT a los módulos FV. Muchas veces, ambos reguladores van juntos mientras que el inversor está separado. El objetivo del proyecto es fusionar todos los convertidores en un solo dispositivo que sea capaz de funcionar, según se desee, como inversor, como rectificador y como regulador. Para ello, se diseñará y montará dicho convertidor junto con una instalación de 200 W.

## Laburpena

Energia ekoizteko modu berri garbiagoren eta iraunkorren sustatzearen beharrak, teknologia fotovoltaikoa hedatzeko eta garatzeko aukera eskaintzen ari du. Bere modalitateetako bat auto-kontsumo ez isolatuan oinarritutako sistemak dira. Hau da, ekoiztutako energia jabearen eskakizun energetikoak asetzera bideratuta dago eta soberakinak egotekotan, sare elektrikora botako dira. Modalitate honek inbertsore bat, bateriak, karga erreguladore bat eta beste erreguladore bat behar dira PV modeloei MPPT burutzeko. Askotan, bi erreguladoreak batera integraturik doaz, inbertsorea bereizita doan bitartean. Proiektuaren helburua bihurgailu guztiak berean bateratzea da, zeinek nahi ala, errektifikadore, erregulatzaile, nahiz inbertsore gisa funtziona dezakeen. Horretarako, bihurgailua diseinatu y muntatuko da 200 W-ko instalazio batekin.

## Abstract

The necessity to promote cleaner and more sustainable ways of generating energy is offering an opportunity for the expansion and development of photovoltaic technology. One of its modalities is based on a system for non-isolated self-consumption. In other words, the energy produced is destined to supply the energetic demands of the owner and if there is a surplus, it is poured into the grid. This modality requires an inverter, batteries, charge regulator and another regulator to perform the MPPT to the PV modules. Often, both regulators go together while the inverter is separated. The aim of the project is to merge all the converters into a single device that can work as desired, as an inverter, as a rectifier and as a regulator. For that purpose, a converter will be designed and assembled together with a 200 W installation.



# Contenido

INTRODUCCIÓN .....	1
Capítulo 1 INTRODUCCIÓN .....	1
1.1. LA COYUNTURA ENERGÉTICA DEL SIGLO XXI.....	2
1.2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS .....	4
1.2.1. Instalación aislada .....	5
1.2.2. Instalación conectada a red .....	6
1.2.3. Instalación para autoconsumo .....	6
1.2.4. Situación actual de la fotovoltaica.....	6
1.3. OBJETIVOS.....	8
Capítulo 2 DISEÑO DE LA INSTALACIÓN FV .....	9
2.1. PLANTEAMIENTO .....	10
2.1.1. ESTIMACIÓN DEL RECURSO SOLAR Y DE LA DEMANDA ENERGÉTICA.....	10
2.1.2. ESTIMACIÓN DEL COSTE DE LA ENERGÍA.....	12
2.1.2. REQUERIMIENTOS TÉCNICOS DE LA INSTALACIÓN .....	12
2.2. MÉTODO DE RESOLUCIÓN .....	13
2.2.1. ELECCIÓN DEL TIPO DE MÓDULO Y SU CANTIDAD: .....	13
2.2.2. SIMULACIÓN DE FUNCIONAMIENTO.....	13
2.2.3. ELECCIÓN DE LA BATERÍA Y TRANSFORMADOR.....	14
2.2.4. ANÁLISIS ECONÓMICO .....	15
2.3. SOLUCIÓN ADOPTADA .....	16
2.3.1. MÓDULO FV .....	16
2.3.2. SIMULACIÓN .....	17
2.3.3. BATERÍA Y TRAFO.....	18
2.3.4. RESULTADO ECONÓMICO .....	19
2.3.5. RESÚMEN .....	20

## Capítulo 3 DISEÑO DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR 21

3.1. REQUERIMIENTOS DE FUNCIONAMIENTO .....	22
3.1.1. Parámetros del módulo FV.....	22
3.1.2. Parámetros del transformador.....	23
3.1.3. Parámetros de la batería.....	24
3.1.4. Parámetros para el dimensionado del puente .....	25
3.2. DIMENSIONADO DEL PUENTE H .....	26
3.2.1. Funcionamiento del puente en H.....	26
3.2.2. Cálculo de las pérdidas .....	28
3.2.3. Uso de disipador.....	29
3.3. FILTRO DE ENTRADA .....	30
3.3.1. Filtro @ 100 Hz.....	31
3.3.1. Filtro @ 200 kHz .....	32
3.3.1. Filtro @ 150 MHz.....	33
3.4. FILTRO DE SALIDA .....	33
3.4.1. Inductancia .....	33
3.4.2. Condensador .....	35
3.5. RELÉS.....	36
3.6. DIODO ANTIRRETORNO .....	36
3.7. DRIVERS.....	36
3.8. EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR.....	37

## Capítulo 4 DISEÑO DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR..... 38

4.1. LAZO DE CORRIENTE .....	39
4.1.1. Modelo de la planta .....	39
4.1.2. Estrategia de control.....	42
4.2. LAZO DE TENSIÓN DEL BUS DE CONTÍNUA.....	55
4.2.1. Modelo de la planta .....	55
4.2.2. Estrategia de control.....	56
4.3. MPPT .....	60

<b>Capítulo 5 DISEÑO DE LA CIRCUITERÍA .....</b>	<b>62</b>
5.1. CLASIFICACIÓN EN SUBCIRCUITOS .....	63
5.2. GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR .....	63
5.3. COMPARADORES .....	65
5.4. CIRCUITO DE POTENCIA .....	66
5.5. SENSORES.....	67
5.5.1. Sensor de tensión de bus .....	67
5.5.2. Sensor de tensión de red.....	67
5.5.3. Sensor de tensión del condensador.....	68
5.5.4. Sensor de corriente en la bobina .....	69
5.6. CONTROLADOR PI .....	70
5.7. EL MICROPROCESADOR .....	70
5.7.1. Establecimiento de la corriente de referencia .....	71
5.7.2. Digitalización del lazo de tensión.....	71
5.7.3 Rutina de cambio de modo.....	73
5.7.4. Control de indicadores y alarmas.....	73

<b>Capítulo 6 ENSAYOS DE PUESTA EN MARCHA Y VALIDACIÓN DEL CONVERTIDOR .....</b>	<b>74</b>
6.1. CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES .....	75
6.1.1. IDENTIFICACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL TRAFO .....	75
6.1.2. MEDICIÓN DE LA INDUCTANCIA DE LA BOBINA DE FILTRADO.....	77
6.1.3. CARACTERIZACIÓN DEL PANEL.....	80
6.1.4. RESPUESTA DEL RELÉ.....	81
6.2. FUNCIONAMIENTO DE LOS SUBCIRCUITOS .....	82
6.2.1. GENERADOR DE LA ONDA PORTADORA O TRIANGULAR .....	82
6.2.2. MODULACIÓN UNIPOLAR .....	82
6.2.3. DRIVERS.....	84
6.2.4. PLL.....	85
6.3. ENSAYOS DE FUNCIONAMIENTO DEL CONJUNTO DEL CONVERTIDOR.....	87
6.3.1. ENSAYO EN VACÍO.....	87
6.3.2. ENSAYO EN LAZO CERRADO DE CORRIENTE SIN TRANSFORMADOR.....	88
6.3.3. ENSAYOS EN LAZO CERRADO DE CORRIENTE SIN RED.....	89

6.4. DIFICULTADES DEL MONTAJE PRÁCTICO .....	94
6.4.1. RUIDO EN EL CIRCUITO .....	94
<b>Capítulo 7 CONCLUSIONES.....</b>	<b>97</b>
7.1. CONCLUSIÓN.....	98
7.2. LÍNEAS FUTURAS.....	99
<b>8. REFERENCIAS .....</b>	<b>100</b>
<b>9 ANEXOS.....</b>	<b>103</b>
9.1. BALANCE ENERGÉTICO.....	103
9.2. BALANCE ECONÓMICO .....	104
9.3. PÉRDIDAS DEL PUENTE EN H .....	105
9.4. INSTRUMENTACIÓN UTILIZADA.....	106
9.5. LISTA DE MATERIALES.....	106
9.6. PRESUPUESTO.....	108
9.7. PCB DE LA PLACA DE POTENCIA.....	110
9.8. ESQUEMAS ELÉCTRICOS.....	111
9.8.1 PLACA DE SEÑAL .....	111
9.8.2. PLACA DE POTENCIA .....	111
9.9. HOJAS DE CARACTERÍSTICAS .....	112
9.9.1. LINKS POR IDENTIFICADOR DE COMPONENTE .....	112
9.9.2. COMPONENTES DE LA PLACA DE POTENCIA .....	114

## Índice de figuras

Figura 1.1: Evolución del consumo energético y de la población a nivel mundial [2].	2
Figura 1.2: Capacidad mundial de energía solar FV y adiciones anuales, 2006-2016 [6].	3
Figura 1.3 Sistema fotovoltaico aislado para consumo en corriente alterna [14].	5
Figura 1.4: Potencia fotovoltaica instalada y añadida por países para el 2015 [19].	7
Figura 1.5: Esquema de la instalación fotovoltaica con sus modos funcionamiento.	8
Figura 2.1: Mapa de la radiación solar global media anual sobre la superficie horizontal [26].	10
Figura 2.2: Irradiancia media global diaria por hora en W/m <sup>2</sup> . En Pamplona, marzo, inclinación 45°, albedo 0.2 [27].	11
Figura 2.3: Energía media por horas consumida en un hogar el 17 de marzo de 2017 [28].	11
Figura 2.4: Coste del término de la energía en la tarifa 2.0DHS el 17 de marzo de 2017 [30].	12
Figura 2.5: Energía generada por la instalación y energía consumida en el hogar.	16
Figura 2.6: Balance de potencias por horas y modos de funcionamiento.	17
Figura 2.7: SoC de la batería para el día de estudio.	18
Figura 2.8: Coste de la energía y ahorro económico de la instalación.	19
Figura 3.1: Funciones de conmutación en modulación unipolar. Semiciclo positivo [34].	27
Figura 3.2: Combinaciones del puente H para el semiciclo positivo [34].	27
Figura 4.1: Estructura de control en lazo cerrado [cita].	39
Figura 4.2: Modelo de la planta para el lazo de corriente.	40
Figura 4.3: Diagrama de bloques de la planta de corriente.	40
Figura 4.4: Diagrama de Bode de la planta de corriente ( $G_{VCT}$ ).	41
Figura 4.5: Sistema en lazo cerrado.	42
Figura 4.6: Comparación del lazo abierto (azul) con el lazo abierto aproximado (naranja).	43
Figura 4.7: Diagramas de bode del lazo de corriente con controlador proporcional.	45
Figura 4.8: Simulación del lazo de corriente con controlador proporcional. Tensión en el condensador (azul), corriente en la bobina (roja) y corriente de referencia x2 (verde).	46
Figura 4.9: Circuito equivalente del convertidor con control de corriente.	47
Figura 4.10: Diagrama de Bode $V_c$ respecto $I_{REF}$ . Ganancia (arriba), fase (abajo).	47
Figura 4.11: Lazo cerrado con modificación de la referencia.	48
Figura 4.12: Simulación del lazo con modificación de la referencia. Tensión en el condensador (azul), corriente en la bobina (roja) y corriente de referencia compensada (verde).	49
Figura 4.13: Diagramas de bode del lazo de corriente con controlador PI. Función de transferencia en lazo abierto (azul), función de transferencia en lazo cerrado (naranja), perturbación de la red (amarillo) y referencia a 50 Hz deseada (morado).	51
Figura 4.14: Simulación del lazo con controlador PI. Tensión en el condensador (verde), corriente en la bobina (azul) y corriente de referencia x2 (roja).	51
Figura 4.15: Funcionamiento en modo Batería a Red. Tensión en el condensador (verde), corriente en la bobina (azul) y corriente de referencia x2 (roja).	53
Figura 4.16: Funcionamiento en modo Batería a Red. Tensión en el condensador (verde), corriente en la bobina (azul) y corriente de referencia x2 (roja).	54
Figura 4.17: Funcionamiento en modo Módulo a Batería. Tensión en el condensador (verde), corriente en la bobina (azul) y corriente de referencia x2 (roja).	54
Figura 4.18: Esquema del convertidor [39].	55
Figura 4.19: Modelo en frecuencia de la planta para el lazo de tensión [39].	55

Figura 4.20: Esquema del lazo de control [39].	56
Figura 4.21: Diagramas de bode de la planta de tensión.	58
Figura 4.22: Simulación del lazo de tensión para $K_p=0.93$ y $T_n=0.06$ . Tensión de referencia (azul), Tensión medida (verde).	58
Figura 4.23: Simulación del lazo de tensión para $K_p=0.93$ y $T_n=0.06$ con fuente DC. Tensión de referencia (azul), Tensión medida (verde).	59
Figura 4.24: Curva de funcionamiento del módulo RED190-72P [anexo 8.4].	60
Figura 4.25: Algoritmo Perturbar y Observar [41]	61
Figura 5.1: Clasificación de los subcircuitos del convertidor.	63
Figura 5.2: Simulación del generador de onda triangular.	64
Figura 5.3: Esquema de la modulación unipolar.	65
Figura 5.4: Esquema del sensor de tensión de bus.	67
Figura 5.5: Esquema del sensor de tensión de red.	68
Figura 5.6: Esquema del sensor de tensión del condensador.	68
Figura 5.7: Esquema del sensor de corriente en la bobina.	69
Figura 5.8: Acondicionamiento de la corriente sensada en el uP.	69
Figura 5.9: Circuito sumador y controlador PI.	70
Figura 5.10: Acondicionamiento de la corriente de referencia.	71
Figura 6.1: Ensayo de cortocircuito [43].	75
Figura 6.2: Ensayo de cortocircuito [43].	76
Figura 6.3: Circuito RL [44].	78
Figura 6.4: Curvas del módulo experimentales. 2A/div vertical, 10V/div horizontal. Inclinação 30° (dcha.) y 70° (izqda.).	80
Figura 6.5 Carga del condensador para inclinación 70°. Corriente (rojo, 2A/div), Tensión (azul, 10V/div). Horizontal 50 $\mu$ s/div.	80
Figura 6.6: Ensayo propuesto para la obtención de la curva del módulo.	81
Figura 6.7: Respuesta del relé. Orden de disparo (morado), Tensión en bornes del relé (azul)	81
Figura 6.8: Resultados del ensayo al generador de onda triangular. Tensión cuadrada (morada), tensión triangular (verde).	82
Figura 6.9: Resultados del ensayo al comparador unipolar. Portadora (morada), modulante (azul), Ton M1 (verde), Ton M2 (amarillo)	83
Figura 6.10: Comparación unipolar con la tensión de alimentación a 6V. Portadora (morada), modulante (verde), Ton M1 (amarillo), Ton M2 (azul).	83
Figura 6.11: Ensayo del driver como medio puente.	84
Figura 6.12: Resultados del ensayo al driver. Tensión VGS Mosfet de arriba (rojo arriba izquierda). Tensión VGS Mosfet de abajo (rojo arriba derecha). Tiempo muerto (abajo izquierda). Oscilaciones de conmutación (abajo derecha).	85
Figura 6.13: Funcionamiento PLL. Tensión sensada de la red (verde), corriente de referencia (azul), corriente en la bobina (morado).	86
Figura 6.14: Tensión Vgs del Mosfet 1 (roja), Tensión Vg Mosfet 1 (verde), Tensión Vs Mosfet 1(morado), Tensión Vg Mosfet 3(amarillo).	87
Figura 6.15: Tensión diferencial de salida (roja), Tensión en la rama 1 (verde), Tensión en la rama 2 (morada), Orden encendido al Mosfet 1 en el lado de baja (amarillo).	88
Figura 6.16: Simulación con conexión directa a carga resistiva. Corriente en la bobina (roja), Tensión en el condensador (verde), Tensión de control (naranja).	88

Figura 6.17: Conexión directa a carga resistiva. Corriente en la bobina (azul), Tensión en el condensador (amarillo), Tensión de control (verde), corriente de referencia (morado) .....	89
<i>Figura 6.18: Simulación del lazo cerrado con carga resistiva y trafo. Corriente medida (verde), corriente de referencia (azul), tensión en la resistencia/100 (naranja), tensión de control (rosa).</i> .....	90
Figura 6.19: Corriente sensada (verde), Referencia (morada), tensión en la resistencia (amarillo), Tensión de control (azul). .....	90
Figura 6.20: Ensayo en cortocircuito a corriente nominal. Arriba montaje, abajo mediciones del osciloscopio. Corriente de referencia (azul), corriente sensada (morado).....	91
Figura 6.21: Respuesta transitoria: Corriente de referencia (morada), Corriente sensada (azul), Tensión para sincronización sensada (verde). .....	92
Figura 6.22: Funcionamiento PLL: Corriente en el primario del trafo (verde), Corriente sensada (morado), corriente de referencia (azul). .....	93
Figura 6.23: Ruidos de masa durante conmutaciones. Modulante (verde), Corriente medida en LEM (morada), corriente acondicionada (amarilla), sonda de corriente (azul). .....	94
Figura 6.24: Esquema de corrientes de modo común del convertidor.....	95
Figura 6.25: Ruido radiado por el puente H. Sonda en horizontal (izqda.), sonda en vertical (centro), puente apantallado (dcha.). .....	96

## Índice de tablas

Tabla 2.1: Resultados del balance energético.....	17
<i>Tabla 2.2: Resultados del análisis económico</i> .....	19
<i>Tabla 2.3: Resumen del dimensionado de la instalación.</i> .....	20
Tabla 3.1: Resumen de parámetros de funcionamiento del módulo FV. ....	23
Tabla 3.2: Resumen de los parámetros del trafo. ....	24
Tabla 3.3: Resumen de los parámetros de las baterías. ....	25
Tabla 3.4: Resumen de conmutaciones y tiempos de conducción de los semiconductores. ....	27
Tabla 3.5: Resultados del cálculo térmico sin disipador. ....	30
Tabla 3.6: Rizado del condensador DC @ 100Hz. ....	31
Tabla 3.7: Pérdidas en el condensador. ....	32
Tabla 3.8: Valores de rizado de corriente en la bobina. ....	34
Tabla 3.9: Relación pérdidas y precio para cada bobina.....	34
Tabla 3.10: Valores de rizado de tensión en el condensador. ....	35
Tabla 3.11: Precio y pérdidas en el condensador. ....	35
Tabla 3.12: Rendimiento de los elementos de la parte de hardware.....	37
Tabla 4.1: Parámetros del lazo de corriente sin compensación. ....	44
Tabla 4.2: Parámetros del lazo de corriente con controlador PI. ....	50
Tabla 4.3 Comparativa de las diferentes estrategias. ....	52
Tabla 4.4: Diferentes parámetros del controlador PI del lazo de tensión. ....	57
Tabla 6.1: Resultados de la medición por circuito RL .....	78
Tabla 6.2: Resultados de la medición por circuito LC.....	79

# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUCCIÓN

### RESUMEN

Tras los problemas económicos y ambientales producidos por el abuso de los combustibles fósiles, entran en auge las energías renovables. Entre ellas se encuentra la tecnología fotovoltaica que destaca por su sencillez y modularidad. Esta característica permite que tenga una gran variedad de aplicaciones que van desde las grandes huertas solares hasta su uso como fuente de energía para calculadoras y pasando por instalaciones de autoconsumo residencial.

Enmarcado en este contexto, en el presente trabajo se expone el diseño y montaje de una instalación fotovoltaica de baja potencia que sea capaz de generar ahorro en un hogar. Para ello, se pretende fusionar diferentes tipos de instalaciones FV con la ayuda de un único convertidor. Este realizaría las funciones de inyección a red desde módulo o batería y carga de baterías desde el módulo o la red, además del seguimiento de MPPT.



## 1.1. LA COYUNTURA ENERGÉTICA DEL SIGLO XXI

En las últimas décadas del siglo XIX se comenzaron a dar una serie de importantes avances tecnológicos que desarrollaron fuertemente la capacidad productiva y la calidad de los productos. A este fenómeno se le llamó la segunda revolución industrial. Entre ellos, destacan los avances en el transporte como el automóvil y el ferrocarril; y en la electricidad, los generadores eléctricos y el uso de la corriente alterna [1].

Estos hechos propiciaron una gran mejora de la calidad de vida y tras la segunda guerra mundial, comenzó un exponencial aumento de la población. Junto con ella, también lo haría la demanda del consumo energético (ver fig. 1.1).

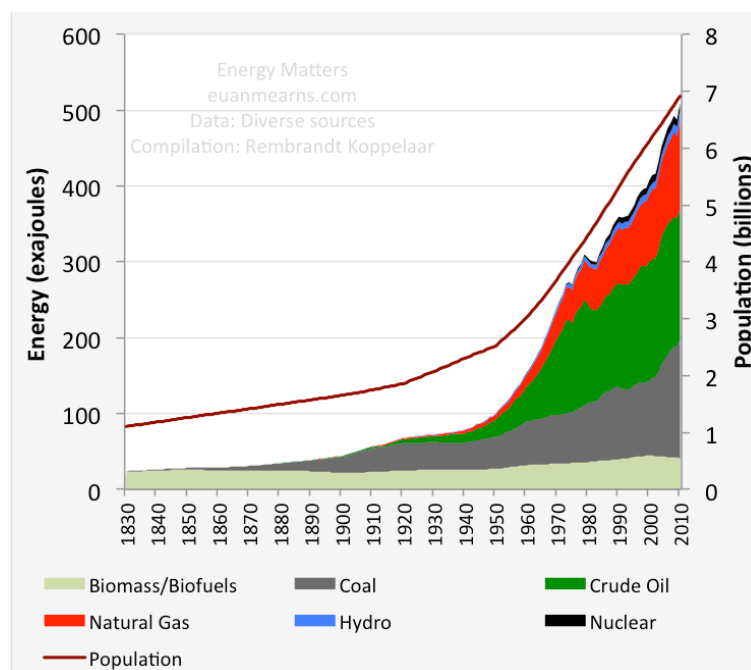


Figura 1.1: Evolución del consumo energético y de la población a nivel mundial [2].

No obstante, resulta que la mayoría de esta energía provenía de combustibles fósiles tales como el carbón y el petróleo los cuales son susceptibles de agotarse. Y como la tendencia se ha mantenido hasta la actualidad, ha desembocado en un problema de escasez de estas fuentes. De hecho, según algunos estudios, se considera que bajo todas las posibles políticas y escenarios que se consideran plausibles, aparecerá escasez de energía en el sector de transporte antes del 2020, es decir, el fenómeno es inminente [3].

Por otra parte, el uso de estos combustibles libera grandes cantidades de  $\text{CO}_2$  a la atmósfera potenciando el efecto invernadero. Se trata de un proceso natural por el cual la tierra se calienta pero que en la actualidad está *sobreactuando*. Ello está promoviendo el conocido calentamiento global que a su vez está provocando el cambio climático [3], [4].

Para afrontar esta serie de retos y promover un desarrollo sostenible, se están implantando diversas políticas de apoyo a las energías renovables y de reducción de gases de efecto invernadero. Muestra de ello son el protocolo de Kioto y los planes de desarrollo llevados a cabo por numerosos países alrededor del mundo. Aunque actualmente se está muy lejos de solucionar el problema. Principalmente porque la penetración de estas fuentes de energía en el mercado sigue siendo muy escasa y porque el sector de transporte sigue abasteciéndose con combustibles fósiles [5], [6].

De todas formas, las tendencias muestran un ascenso en la potencia instalada de energías limpias, sobre todo en la tecnología solar fotovoltaica (ver fig. 1.2) y la eólica. Una de las causas de su desarrollo son los constantes avances en el área de la electrónica de potencia, la cual es indispensable para la adaptación de estas fuentes al actual mercado eléctrico. Otro factor importante son las mejoras en los sistemas de almacenamiento ya que aumentan la gestionabilidad de estas energías de naturaleza arbitraria [6], [7].

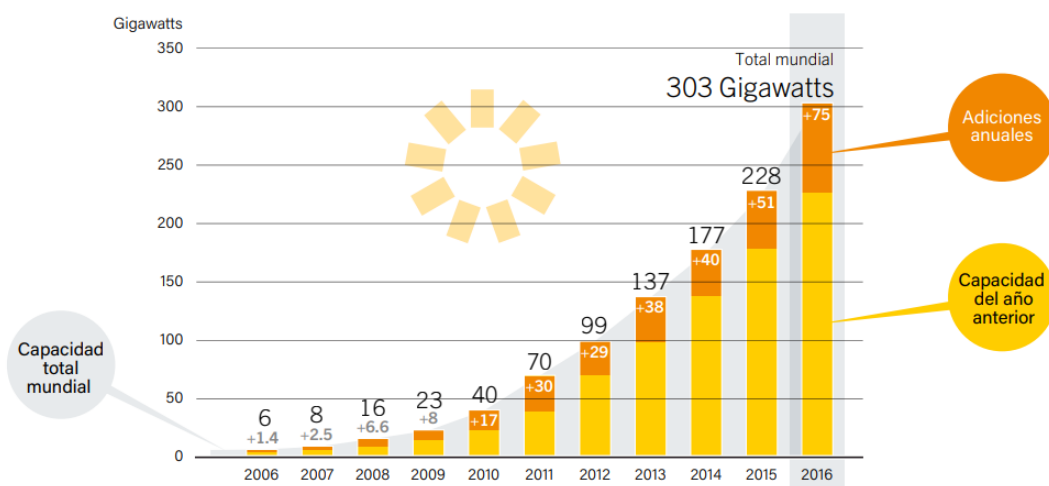


Figura 1.2: Capacidad mundial de energía solar FV y adiciones anuales, 2006-2016 [6].

En cuanto al sector de transporte, el desarrollo del vehículo eléctrico sufre importantes dificultades como lo son la poca autonomía de las baterías y su elevado coste. Aunque con el encarecimiento de los combustibles fósiles, es de prever que se potencie esta área. Además, se cree que su expansión puede ir ligada a la de las EERR ya que aumentará la demanda de energía eléctrica [8].

Por tanto, todo apunta a que el desarrollo un sistema energético más sostenible y limpio ya está en marcha. Entre sus protagonistas estarán las EERR, consideradas como uno de los pilares de la tercera revolución industrial, y el vehículo eléctrico [9].

## 1.2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Como ya se ha mencionada anteriormente, la tecnología solar fotovoltaica es una de las fuentes renovables con mayor crecimiento en los últimos años. Es por ello que se presenta como una interesante alternativa.

Su funcionamiento se base en el efecto fotoeléctrico el cual establece que algunos materiales, como el silicio, producen pares electrones-hueco cuando absorben los fotones a determinadas longitudes de onda. No obstante, estos pares de cargas con signos opuestos tienden a juntarse dentro del propio material por lo que no es posible extraer la energía eléctrica. Por otra parte, si se juntan dos capas del mismo material en la que una de ellas esta dopada para tener más electrones (capa N) y la otra para tener más huecos (capa P), se forma un diodo que alberga un campo eléctrico en su interior. Entonces cuando se producen los pares, estos en vez de rejuntarse, saltan cada uno a una de las capas atraídas por el campo eléctrico. De esta forma, se consigue que las recombinaciones de estos pares electrón-hueco se sucedan fuera del material produciendo así, corriente eléctrica. Este efecto es el que ocurre dentro de una célula fotovoltaica la cual básicamente son dos capas de silicio dopado, una P y otra N [10].

Se debe destacar que para su funcionamiento no requiere de partes móviles, reacciones químicas ni de ciclos termodinámicos, hecho que dota a los módulos fotovoltaicos de una serie de ventajas que la convierten en una opción atractiva [11], [12], [13]:

- **Respetuosa con el medioambiente:** La energía solar contribuye a la reducción de las emisiones de CO<sub>2</sub>, no produce residuos de difícil tratamiento y constituye una fuente de energía inagotable.
- **Recurso estratégico:** Proviene de recursos autóctonos por lo que disminuye la dependencia energética y económica exterior (la radiación solar es propio de cada lugar).
- **Ventajas en la instalación:** El mantenimiento y riesgo de averías de los módulos es muy bajo. Son versátiles y modulares por lo que se pueden instalar en cualquier sitio y adaptarse para cualquier cliente. Generalmente, tienen una vida útil superior a los 20 años. Además, hay que destacar que se trata de un elemento seguro y silencioso.

Por otra parte, también se deben mencionar algunas de las desventajas más importantes asociadas a esta tecnología:

- **Gestionabilidad:** Al depender del recurso solar que es variable, no es posible producir directamente la cantidad de energía que se va a consumir, por lo que en muchos casos se hace necesario el uso de baterías u otras estrategias de almacenamiento que suelen ser costosas.
- **Densidad de potencia:** Se requiere mayor superficie de instalación para generar grandes niveles de potencia en comparación con otras fuentes de energía.

En cuanto a los tipos de instalaciones fotovoltaicas, estas se pueden clasificar en diversas formas atendiendo a sus características de funcionamiento. Una de las más representativas es en función de si están o no conectadas a red. Saliéndose de este esquema también se trata las destinadas al autoconsumo por ser objeto de este trabajo.

### 1.2.1. Instalación aislada

Esta es la opción que se adopta cuando el consumidor requiere volverse totalmente independiente de la red de distribución. En este caso, se vuelve necesario utilizar un sistema de almacenamiento como las baterías para evitar quedarse sin energía (ver fig. 1.3). Junto con ello, se debe instalar un regulador de carga que proteja al banco de baterías. Este dispositivo suele incluir además, un sistema de surgimiento de punto de máxima potencia o MPPT con el que se regula el punto de funcionamiento de los paneles para obtener así la máxima producción posible.

Como la mayor parte de los dispositivos se alimentan en corriente alterna se hace necesario la instalación de un inversor que transforme la corriente continua generada por el módulo FV en corriente alterna. No obstante, en ocasiones también pueden realizarse consumos en continua, como puede ser por ejemplo, una bomba para la extracción de agua de un pozo, o un cobertizo con bombillas de corriente continua. En este caso también puedes ser necesario utilizar un elevador DC/DC.

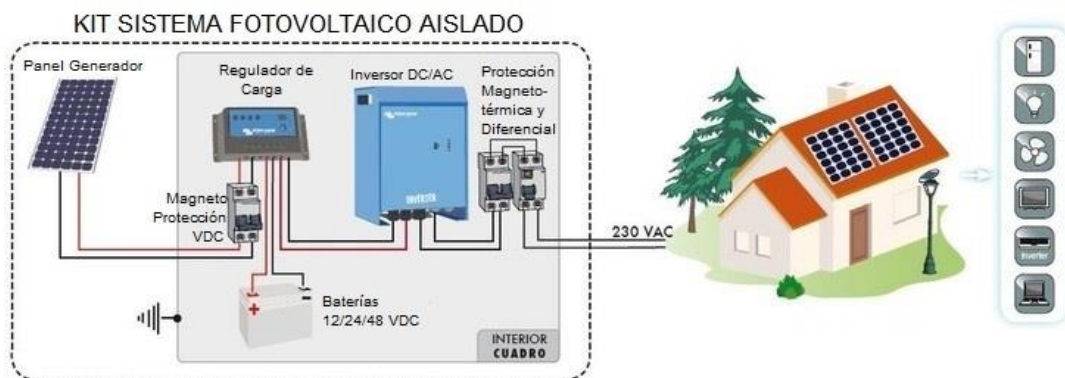


Figura 1.3 Sistema fotovoltaico aislado para consumo en corriente alterna [14].

Las características hacen de la instalación aislada una opción interesante para áreas remotas en las que la instalación de un punto de acceso a la red eléctrica es muy complicada o costosa. De hecho, en los países subdesarrollados se suele recurrir a este tipo de estrategias, ya que es una de las soluciones más prácticas y económicas para dotar de suministro eléctrico a la población [15].

### 1.2.2. Instalación conectada a red

El propósito de esta instalación es la de producir el máximo de energía posible para ser inyectada a red y obtener así, cierta rentabilidad económica. Por eso, esta modalidad carece de baterías. Esta opción se puede dar tanto para grandes huertas fotovoltaicas de productores de energía, como para pequeños productores de un hogar con potencias entorno a varios kilovatios.

En esencia, la instalación es similar a la aislada solo que se requiere de un contador en el punto de conexión a red para poder contabilizar la energía vertida. Además, también necesita que el inversor sea capaz de sincronizarse con la tensión de red.

### 1.2.3. Instalación para autoconsumo

La característica de autoconsumo se aplica tanto para instalaciones aisladas como para conectadas a red. En las aisladas es evidente ya que toda la energía producida se retiene dentro del circuito interno de la instalación.

En cuanto a las inyectadas a red, es habitual en pequeñas instalaciones donde se suele utilizar el balance neto. Se trata de un sistema por el que el productor vierta a red toda la energía que produce de forma que cuando el consuma en horarios de ausencia de sol, se le descuenta de la factura aquella parte que ha inyectado.

Normalmente, este tipo de instalaciones suelen ser rentables debido a que la energía solar se produce durante las horas punta del mediodía que es cuando más se caro está el precio de la energía. Esto se debe a que a estas horas los picos de demanda se cubren mediante el uso de energías más costosas como lo son el gas y el carbón. Aunque obviamente, la rentabilidad también depende de la legislación de cada país [13].

### 1.2.4. Situación actual de la fotovoltaica

Como ya hemos dicho antes, la generación fotovoltaica se va haciendo lentamente un hueco en los mercados, tanto mediante grandes plantas de producción como con pequeñas instalaciones residenciales. En algunos países como Alemania y China, se está impulsando fuertemente (ver fig. 1.4) gracias a políticas que favorecen su desarrollo. En el caso alemán, por ejemplo, se tiene que para enero de 2012 se habían instalado más de 24 GWp, de las cuales 8.8 GWp correspondían a plantas productoras de pequeña potencia. Actualmente, esta tendencia ha seguido en aumento [16], [17], [18].

Por otra parte, en casos como el español, esta tendencia ha ido en descenso. Aunque la península goza de abundante recurso solar, tanto que en 2015 ya alcanzó la paridad de red [19]; las políticas en la materia no han beneficiado su desarrollo. Este hecho contrasta con la situación alemana ya que en ese país se dispone de la mitad de recurso solar [20].

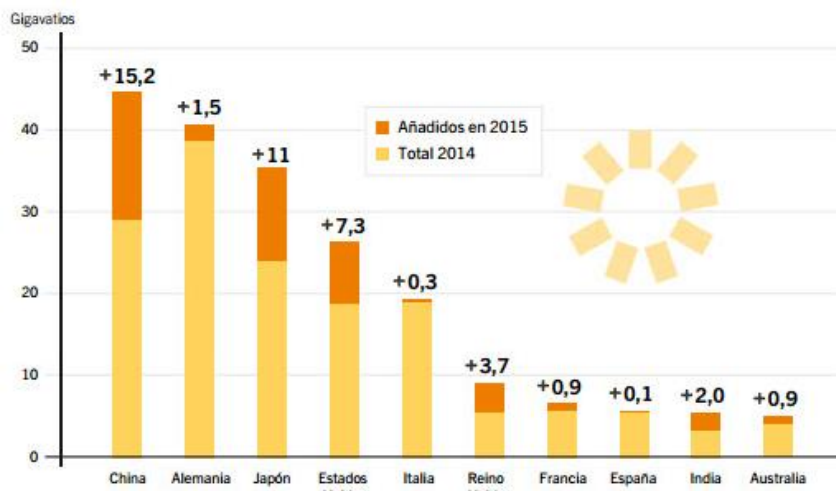


Figura 1.4: Potencia fotovoltaica instalada y añadida por países para el 2015 [19].

En el ámbito de las instalaciones de gran potencia, estas han sufrido una turbulenta evolución. Al principio fueron apoyadas gracias a las primas, pero más tarde se aplicaron leyes de carácter retroactivo que redujeron la rentabilidad de las mismas llegando a no serlo en algunos casos. Estos hechos han dejado esta área del sector con una gran inseguridad jurídica que ha derivado en una inversión casi nula. No obstante, algunas fuentes afirman que con afán de cumplir los objetivos del 20/20/20 de la UE, se prevé que en los próximos años se realizará una gran inversión [13], [21].

En cuanto a los pequeños productores, una de las causas de este fenómeno se debe a la tardía implantación del Real Decreto 900/2015 sobre el autoconsumo, a partir del cual paso a ser una actividad regulada. Más aún, en él se estipula que se aplican cargos a la energía autoconsumida de forma que no es favorable a su rentabilidad [22], [23].

Por otra parte, la modalidad de inyección a red para instalaciones de pequeña potencia, lleva regulada desde el año 2011 tras el Real decreto 1699/2011. No obstante, resulta que el balance neto todavía no está regulado por lo que la energía sobrante en una instalación se inyecta a coste nulo [24].

### 1.3. OBJETIVOS

Aunque se acaba de mencionar que la situación actual del autoconsumo en España es bastante negativa, sí que es probable que en los próximos años esta situación cambie; bien sea por decisión propia del gobierno o por imposición desde las directivas europeas tras el siguiente acuerdo comunitario para el 2030 [25].

Enmarcado en este nuevo contexto, en el presente trabajo de fin de grado se plantea el diseño de una instalación fotovoltaica para autoconsumo orientada a pequeños consumidores. En ella, se pretende agrupar las modalidades de autoconsumo, inyección a red y acumulación en baterías en un solo convertidor que dispondría de menos elementos que uno convencional. Con la combinación de estas estrategias, se pretende obtener un equipo capaz de generar ahorro económico. Además, con el objetivo de dar facilidades al consumidor, se procurará hacer un diseño de forma que su instalación y su manejo sean lo más sencillos posible.

Para el convertidor, se recurre al denominado puente en H. Una de sus ventajas es que permite transformar la corriente generada por el módulo o baterías en alterna, y al ser reversible en corriente también permite recargar las baterías desde una fuente alterna, que en este caso será la red. Además, también se puede configurar como regulador DC/DC, lo cual posibilita su uso como regulador de carga de las baterías cuando se obtienen energía del módulo. Por último, decir que también se puede configurar como seguidor MPTT. En la figura 1.5 se ofrece un esquema de cómo sería el diseño.

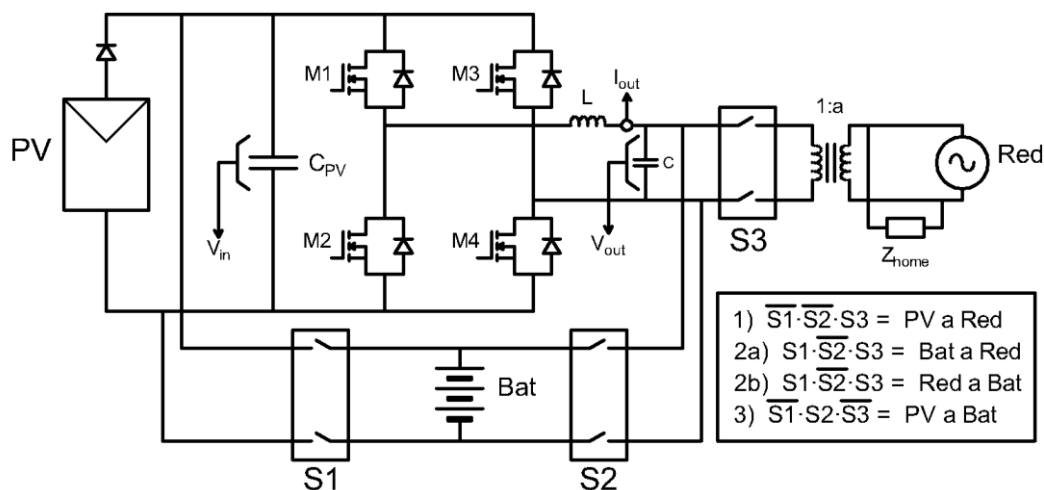


Figura 1.5: Esquema de la instalación fotovoltaica con sus modos de funcionamiento.

Por tanto y de forma resumida, el objetivo a cumplir será el diseño, primero de la instalación y después del convertidor que cumpla estas características. Estos temas abarcan desde el capítulo 2 al 5. Tras ello, se procederá con el montaje de las mismas mostrado en el capítulo 6.

# CAPÍTULO 2

---

## DISEÑO DE LA INSTALACIÓN FV

### RESUMEN

Este capítulo trata sobre el procedimiento escogido para la elección de los principales elementos que forman la instalación fotovoltaica. Estos son el módulo FV, el trafo, las baterías y el convertidor. Para ello, se tomarán las necesidades energéticas de un hogar junto con el recurso solar disponible y se hará un balance energético y otro económico que determinen a grandes rasgos la efectividad de la instalación. En base a los resultados, se buscarán ofertas en el mercado que sean capaces de satisfacer los requerimientos técnicos y económicos para la viabilidad del producto.

En cuanto al convertidor, al no existir en el mercado un producto adecuado a las necesidades, este se deberá diseñar y montar. Esta tarea se tratará en capítulos posteriores constituyendo el grueso del desarrollo del proyecto.



## 2.1. PLANTEAMIENTO

En el siguiente apartado se explicara cómo se ha determinado las condiciones necesarias para el diseño de la instalación. Estas son, la estimación del recurso solar y de la demanda energética, la estimación del coste de la energía y los requerimientos técnicos de la instalación.

### 2.1.1. ESTIMACIÓN DEL RECURSO SOLAR Y DE LA DEMANDA ENERGÉTICA

En primer lugar se elige un emplazamiento para la instalación. Se ha escogido Pamplona ya que es donde se van a realizar posteriormente las pruebas. Por otra parte, al ser una zona de menor irradiancia que en otras partes del territorio (véase fig. 2.1), es de prever que consecuentemente se produzca menos energía. Es por ello, que se puede afirmar que si la instalación es rentable en esta zona, lo será también en otras partes del territorio [26].

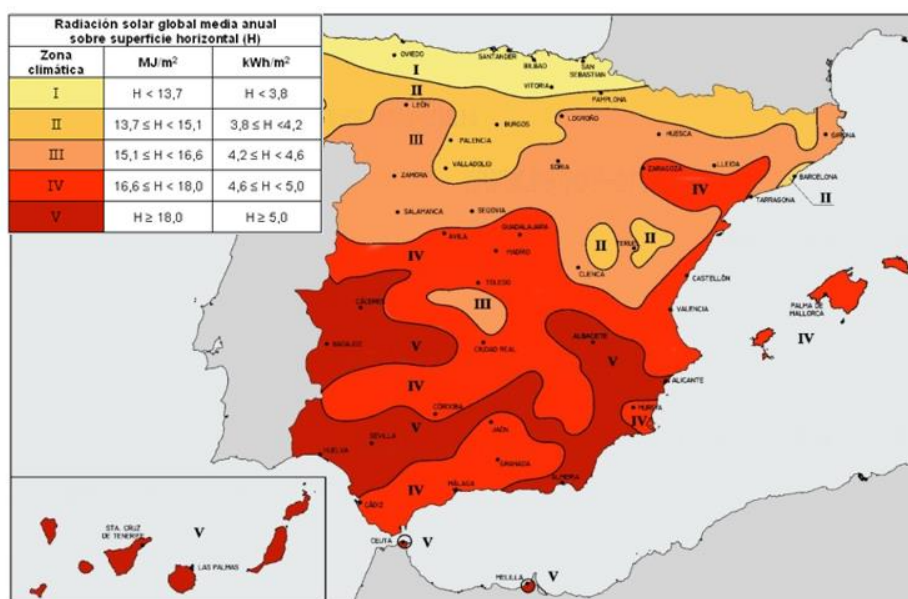


Figura 2.1: Mapa de la radiación solar global media anual sobre la superficie horizontal [26].

Junto con la elección del emplazamiento se fijan las características de la irradiancia solar que existe en el lugar, es decir, el recurso solar del que se dispone. Hay que señalar que esta varía continuamente. Aunque por su practicidad, se recurre a la irradiancia media por horas en el mes de marzo [27], debido a la consideración de que es un mes con valores promedio en referencia en horas de sol e irradiancia solar. Para este cálculo se ha supuesto una orientación sur con inclinación de los módulos de 45° respecto a la horizontal y un coeficiente de albedo del 0.2 que corresponde al del terreno habitual de la zona. Los cálculos realizados se resumen en la fig. 2.2 donde se grafica la irradiancia media por metro cuadrado y por hora.

Se debe mencionar que se ha adelantado en una hora el ciclo solar para hacerlo coincidir con el horario de invierno español, es por eso que el sol se encuentra en su punto más alto a la una del mediodía en vez de a las doce como cabría esperar.

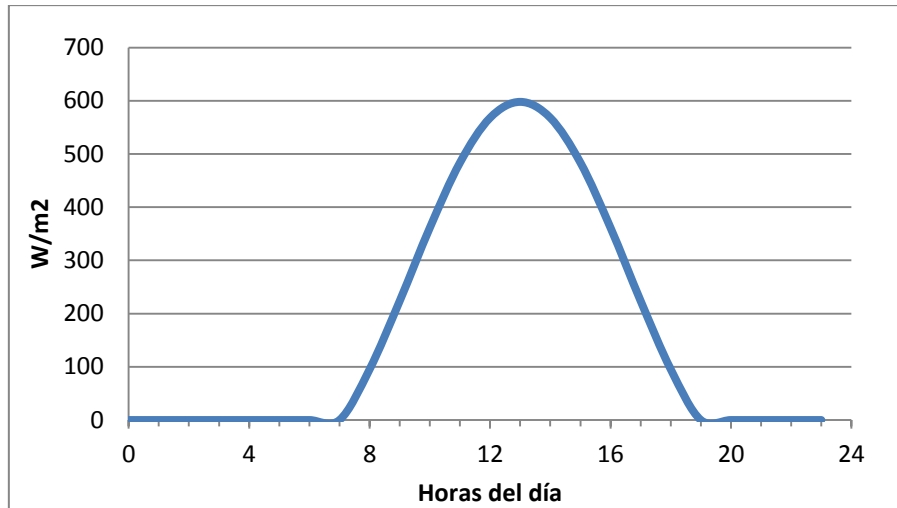


Figura 2.2: Irradiancia media global diaria por hora en  $\text{W/m}^2$ . En Pamplona, marzo, inclinación  $45^\circ$ , albedo 0.2 [27].

A continuación, se precisa determinar la demanda de potencia por horas de un hogar. Por no entrar en un análisis exhaustivo, ya que no es el objetivo del proyecto, se ha tomado la curva de demanda de energía real por horas de una vivienda para un día aleatorio de marzo. Para ello, se han utilizado los datos del contador inteligente de la vivienda a los cuales se puede acceder a través de la página web de la compañía distribuidora. Estos datos pueden verse de forma gráfica en la figura 2.3 [28].

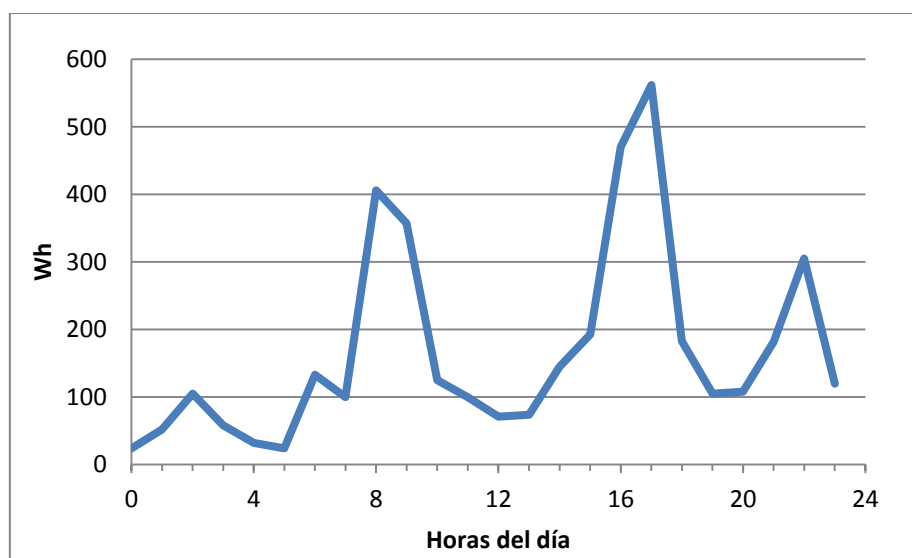


Figura 2.3: Energía media por horas consumida en un hogar el 17 de marzo de 2017 [28].

### 2.1.2. ESTIMACIÓN DEL COSTE DE LA ENERGÍA

Se supondrá que se está acogido a la tarifa 2.0DHS, más conocida como la tarifa del coche eléctrico, y que la situación legal ha cambiado favoreciendo la inyección a red. De esta manera, al igual que en otros países de la UE [29], se tendría que se paga lo mismo por consumir que por inyectar energía gracias el balance neto. De todas formas, aunque actualmente esto no podría hacerse, es previsible que en el futuro cercano esto se cumpla tal y como ya se ha mencionado anteriormente.

Para el día en que se ha hecho el estudio, el coste de la energía tenía los siguientes valores por hora (ver fig. 2.4). En ellos, se puede apreciar los diferentes periodos: entre las 13:00 y las 23:00, punta; entre las 1:00 y las 7:00, súper-valle; y en el resto del día, valle.

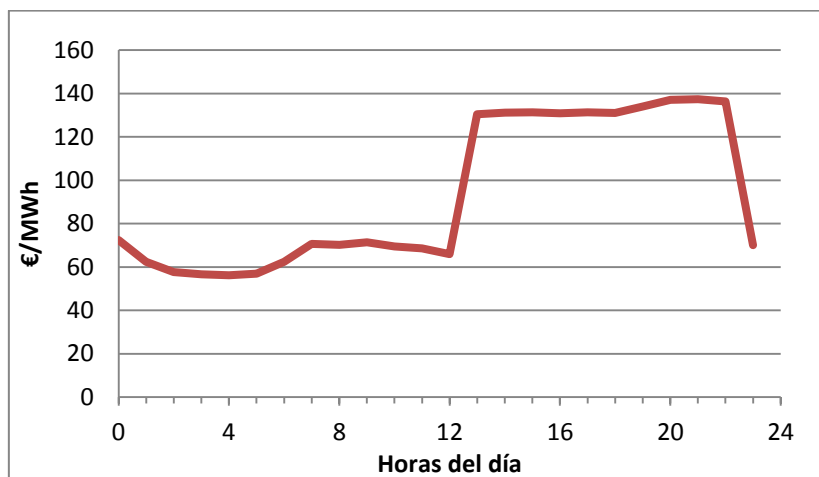


Figura 2.4: Coste del término de la energía en la tarifa 2.0DHS el 17 de marzo de 2017 [30].

### 2.1.2. REQUERIMIENTOS TÉCNICOS DE LA INSTALACIÓN

Debido a que el puente H es un convertidor de tipo reductor, para permitir que el flujo de energía circule desde el lado de tensión continua al lado de tensión alterna, se necesita que el valor del primero sea mayor que el segundo. Esto da como resultado las siguientes relaciones:

$$V_{FV} > V_{BAT} > V_{RED}$$

En cuanto a las potencias de los elementos, se deberá tener que la del generador debe ser la más baja para que así los demás elemento puedan soportar el flujo de potencia.

$$P_{TRAFO} > P_{BAT} > P_{FV}$$

## 2.2. MÉTODO DE RESOLUCIÓN

Debido al gran número de variables implicadas, el cálculo se realiza de forma iterativa mediante el método “prueba y error”. De esta forma, se ajustan las variables hasta que se consigue un resultado óptimo en función de los objetivos establecidos. El orden de las iteraciones es el siguiente: primero se escoge el módulo y su cantidad y se obtiene el recurso solar disponible de la instalación; después se simula un escenario de funcionamiento obteniendo un balance económico; más tarde, se escogen las baterías y el transformador que se ajusten a los requerimientos; y por último, se realiza un análisis económico para evaluar su rentabilidad.

### 2.2.1. ELECCIÓN DEL TIPO DE MÓDULO Y SU CANTIDAD:

El primer paso consiste en escoger un módulo y la cantidad del mismo que se va a utilizar. De esta forma, se obtiene la potencia nominal del generador fotovoltaico. Después, se establecen las asociaciones en serie y paralelo de los mismos para determinar su tensión nominal de trabajo.

Para determinar la cantidad de energía disponible en la instalación, primero se calcula la eficiencia de la misma. Para ello, se tiene en cuenta la eficiencia de conversión del módulo y la del convertidor que se estima en un 85% en potencia. Por último, se utiliza la curva de la irradiación (fig. 2.2) para obtener la energía que genera la instalación. Nótese que lo que se desea es energía y no potencia. Pero como en este caso la potencia por horas corresponde con la media horaria, es correcto afirmar que los vatios equivalen a vatios-hora.

### 2.2.2. SIMULACIÓN DE FUNCIONAMIENTO

Como ya se ha dicho anteriormente, tan solo se simulará un día del año el cual se toma como representativo de su funcionamiento a lo largo de toda su vida útil. Aunque en realidad, no se trate de una aproximación concluyente.

Para ello, se elabora un balance energético en el que se calculan los distintos flujos de energía en función de la hora del día, el modo de funcionamiento, la demanda de consumo y el recurso solar disponible. Hay que recordar que debido al convertidor multifuncional se disponen de las siguientes opciones:

- **Red a batería:** El convertidor funciona como rectificador consumiendo energía de la red y almacenándola en las baterías. Por ello, la energía generada es negativa y esta contribuye negativamente a la vertida a la red.

- **FV a red:** El convertidor funciona en modo inversor inyectando a la red toda aquella energía que produce el módulo. La energía vertida será por tanto la diferencia entre la generada y la consumida.
- **FV a batería:** El convertidor funciona como regulador de carga almacenando en la batería toda la energía que produce. En este caso, la energía consumida es igual a la vertida y la generada igual al incremento en las baterías.
- **FV + Batería a red:** El convertidor vierte a la red la energía almacenada en las baterías. Además, permite extraer cierta energía del módulo aunque este no funcione en el punto de máxima potencia.

En cuanto a la curva de consumo, se utiliza la mostrada en la figura 2.3 la cual se trata de una media horaria. Por otra parte, para la curva de producción solar disponible se utiliza la calculada en el apartado 2.2.1. Por último, se debe mencionar que Los flujos de energía obtenidos del balance energético serán los siguientes:

- **Energía generada:** Corresponde a la energía producida desde el punto de vista del convertidor. Si la genera el módulo será positiva y si se cargan las baterías desde la red será negativa.
- **Energía en baterías:** Indica la energía acumulada en las baterías.
- **Energía consumida:** Es aquella que consume el usuario (fig. 2.3).
- **Energía vertida:** Indica la energía generada desde el punto de vista del usuario. Es decir, es aquella que intercambia directamente con la red eléctrica considerándose negativa cuando se consume mayormente desde la red.

### 2.2.3. ELECCIÓN DE LA BATERÍA Y TRANSFORMADOR

Una vez habiendo simulado la instalación para los módulos FV escogidos, se procede a la elección de las baterías. Para ello, se recurre al balance energético de donde se extrae que la energía que deben de almacenar las baterías. Hay que añadir que no se considera un sobredimensionamiento de las mismas debido a que no se trata de una instalación de autoconsumo aislado, y que por tanto, el agotamiento de la energía almacenada no es un factor crítico. Además, se debe de tener en cuenta que al tratarse de uno de los elementos más caros y que más mantenimiento requieren de toda la instalación, se debe procurar no sobredimensionarlo innecesariamente.

Después, se establece la tensión de funcionamiento de las baterías y se calcula su capacidad mediante la ecuación 2.1. Después, tan solo queda determinar la las asociaciones serie y paralelo de las mismas si es que fuese necesario.

$$C = \frac{E}{V \cdot DoD} \quad (2.1)$$

En donde:

- $C$       *Capacidad de la batería en Ah*
- $E$       *Energía de almacenamiento necesaria en Wh*
- $V$       *Tensión del banco de baterías en V*
- $DoD$     *Deep of Discharge o Profundidad de descarga*

En cuanto al transformador, este se debe escoger de tal forma que se cumplan los requerimientos técnicos señalados en el apartado 2.1.2. Es decir, se debe imponer que la tensión mínima que pueda darse en la batería sea menor la tensión pico en el lado de baja del transformador; y también, que la potencia nominal sea superior a la del resto de elementos.

#### 2.2.4. ANÁLISIS ECONÓMICO

Para determinar la rentabilidad de la opción escogida se realiza de forma similar al balance energético, un balance económico. En él, se calcula por horas el coste de la energía en el caso de que se utilizase la instalación fotovoltaica y en el caso de que no se utilizase. Como el resto de términos de la factura (término de potencia, peaje, etc.) son iguales se tenga o no la instalación, con la diferencia de ambos valores se obtiene el ahorro económico producido. Además, no se tienen en cuenta los impuestos, por lo que el ahorro debería ser mayor.

Dicho análisis, se basará en el coste del término de la energía obtenido para el día de estudio (ver fig. 2.4) aplicado a la cantidad de energía que se consume desde la red. Para ello, se tendrá en cuenta las diferentes zonas horarias que son: valle, punta y super-valle.

Por último, se supondrá que la instalación tiene una vida útil de 20 años [31] y que su costo es la suma de los costes de la batería, módulo, trafo y convertidor. Como todavía no se conoce cuál va a ser el coste de este último, su valor se estimará en 200€.

## 2.3. SOLUCIÓN ADOPTADA

Tras haber analizado las combinaciones de distintos componentes, a combinación se muestra la solución que mejor se adapta a los requerimientos técnicos y a los objetivos del trabajo.

### 2.3.1. MÓDULO FV

Se ha escogido el módulo 190-72P de Red Solar, el cual suministra 190 Wp a 37.4 V en condiciones STC (ver Anexo 9.7). Además, el fabricante asegura que tiene una eficiencia de conversión del 17% y una superficie de captación de 1.2m<sup>2</sup>. Si como ya se ha dicho, se estima que el convertidor tendrá una razonable eficiencia del 85%, tenemos que tan solo se podrá aprovechar el 14.45% de la irradiancia disponible.

En la figura 2.5 se muestra la curva resultante de la energía media producida por la instalación junto con energía media consumida por el hogar. De esta forma se aprecia como hacia las horas centrales del día existe sobreproducción de energía.

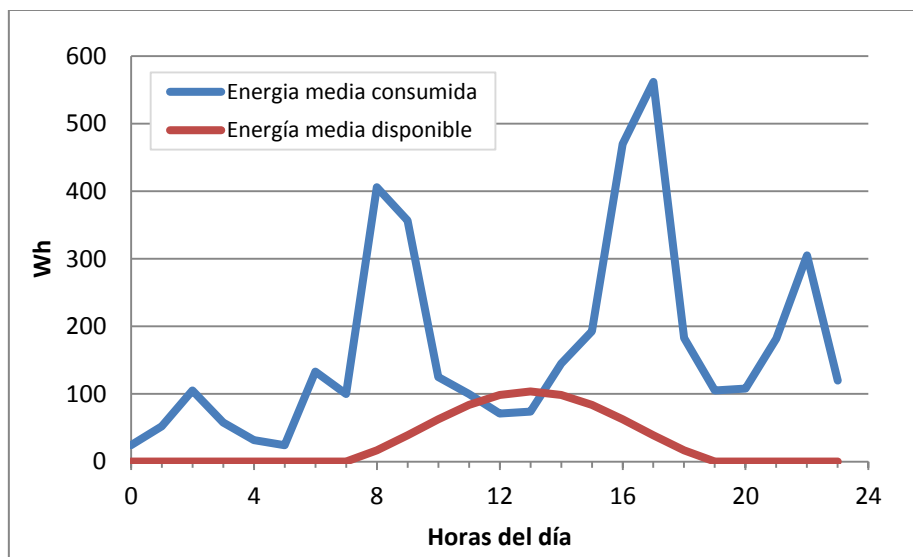


Figura 2.5: Energía generada por la instalación y energía consumida en el hogar.

Es destacable el uso de un único módulo para la instalación generadora. Esto se debe al afán de ajustarse a los objetivos de una instalación sencilla y fácil de usar. Con un solo módulo, el conjunto de la instalación se podría integrar en la parte posterior del mismo, siendo fácil de transportar. También sería fácil de instalar ya que para ello solo haría falta conectarlo a la toma de corriente.

### 2.3.2. SIMULACIÓN

En la figura 2.6 se muestra el balance de forma gráfica. En ella se representan para cada hora, los diferentes flujos de energía que se han explicado anteriormente. En la figura, se debe aclarar que ‘Red’ hace referencia a la energía que se está consumiendo de la red desde el punto de vista del usuario, es decir, se trata del valor inverso que la energía vertida que es el que se ha usado en el balance de potencias. El fondo coloreado indica la franja horaria del día en función de la tarifa horaria.

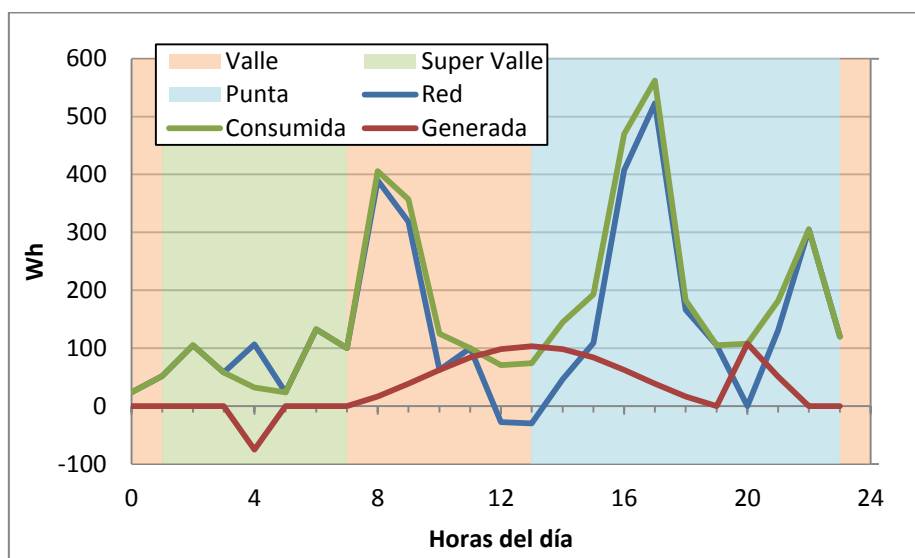


Figura 2.6: Balance de potencias por horas y modos de funcionamiento.

Nótese como a las 4 de la mañana, cuando el precio de la luz es más bajo, se aprovecha para cargar las baterías desde la red. A las 10 de la mañana, cuando el consumo es bajo y el recurso solar es alto, se aprovecha también para cargar las baterías desde el módulo. Más tarde, a las 9 de la noche, se descarga esta energía reduciendo el consumo de la red en el momento de mayor coste de la energía.

Por otra parte, en la tabla 2.1, se muestran los resultados del balance energético. En ella se aprecia como la potencia generada por los módulos provoca que la energía vertida (en valor absoluto) sea menor que la consumida por el usuario. Se puede ver el balance por horas en el anexo 9.1: Balance energético.

Energía [Wh]			
Generada	Acumulada	Consumida	Vertida
863,32	158,88	4034,00	-3329,56

Tabla 2.1: Resultados del balance energético



### 2.3.3. BATERÍA Y TRAFO

Una vez habiendo simulado la instalación para los módulos FV escogidos se procede a la elección de las baterías. Para ello, se recurre al balance de energía en la tabla 2.1; de ella se extrae que la energía necesaria para las baterías es de 159 Wh.

El siguiente paso es establecer la tensión de trabajo de las baterías, esta será de 24 V de acuerdo con la tensión de funcionamiento del módulo. Con ello, se ha escogido el modelo de plomo-ácido de B.B. Battery, que funcionan a 12V y tienen una capacidad de 17Ah (ver anexo 9.9.2). Por tanto, deberemos utilizar al menos, dos de ellas conectadas en serie. Se tiene en cuenta que las baterías de plomo-ácido tienen una vida útil de poca duración relativa en contraposición a su bajo coste. Por ello, se le aplica una profundidad de descarga del 40% para alargar su duración. Con ello, se calcula la capacidad del banco de baterías utilizando la ecuación 2.2. Para determinar la potencia de las mismas, se utiliza la máxima corriente a la que se pueden cargar, 5.1 A. Con ello, se tiene que la potencia de las baterías es de 122W

Como resultado se tiene que se requiere una capacidad de 16.56 Ah, es decir, se necesitan dos baterías conectadas en serie. En la figura 2.7, se muestra como evolucionaría a lo largo del día el estrado de carga (SoC) del banco de baterías utilizado para el estudio energético.

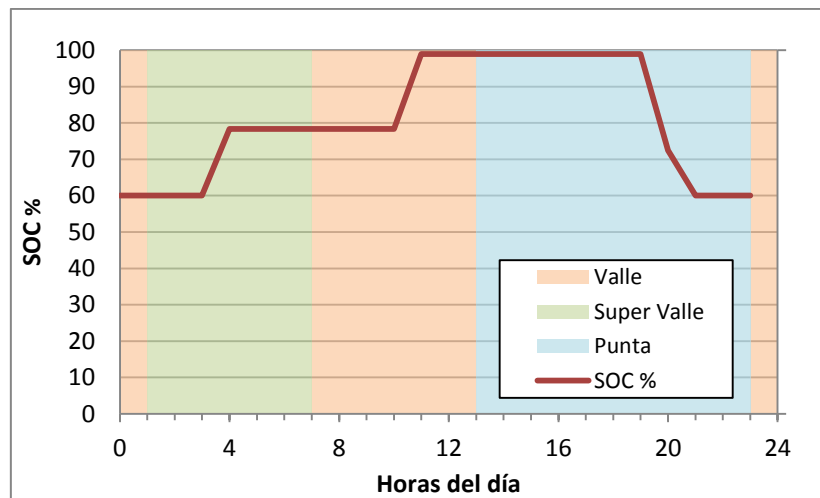


Figura 2.7: SoC de la batería para el día de estudio.

Para calcular el transformador, el último elemento, se debe de imponer que la tensión debe de ser todavía menor que la utilizada por las baterías. Estas alcanzarán los 22V cuando estén descargadas, por lo que el valor del secundario del trafo debe de ser raíz de 2 veces menor a este valor, es decir, 15.5V. También hay que tener en cuenta que la potencia nominal del sistema es de 190 W. Para ello, se ha escogido un transformador que opera a 15 V en el devanado primario y que además soporta 200VA.

### 2.3.4. RESULTADO ECONÓMICO

Si se aplican los balances de potencias obtenidos a las tarifas energéticas podemos calcular el coste del término de la energía con y sin la utilización de la instalación fotovoltaica (fig. 2.8). Como el resto de términos de la factura (término de potencia, peaje, etc.) son iguales se tenga o no la instalación, con la diferencia de ambos valores se obtiene el ahorro económico producido (tabla 2.2). Además, no se tienen en cuenta los impuestos, por lo que el ahorro debería ser mayor.

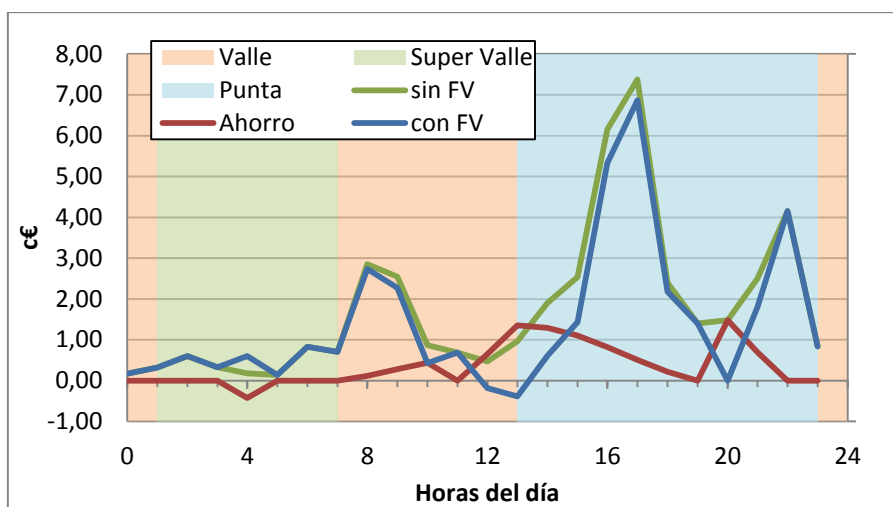


Figura 2.8: Coste de la energía y ahorro económico de la instalación.

Nótese como el mayor ahorro se produce durante las horas del mediodía cuando se está inyectando a red aprovechando que la producción solar y el precio de la energía son altos. También, existe un importante ahorro a las 9 de la noche que corresponde con la hora de uso de las baterías.

Por otra parte, en la tabla 2.2 se muestran los resultados del análisis económico. Al igual que para el balance de energía, si se desea ver el análisis por horas puede consultar el anexo 9.2: Balance económico.

Coste de energía [c€]		
con FV	sin FV	Ahorro
33,89	42,42	8,53

Tabla 2.2: Resultados del análisis económico

A la vista de los resultados se puede concluir que para este día, el usuario se ha ahorrado 8.53c€, lo que equivale un 20% del costo del término de energía. Teniendo en cuenta el coste de la instalación más un coste estimado del convertidor de 200 € (ver Anexo 9.6: Presupuesto) y suponiendo que tiene una vida útil de 20 años [30], tendríamos una amortización diaria de 7.99c€ (véase ecu. 2.2).

$$\frac{c\text{€}}{\text{día}} = \frac{\text{Inversión [€]}}{\text{Duración [días]}} \quad (2.2)$$

Por lo que el ahorro estaría en torno al céntimo de euro (en ese día). No obstante, hay que destacar que solo se trata de un valor orientativo ya que estos datos dependen de multitud de condiciones como son las políticas hacia la fotovoltaica, la adecuada programación de los modos de funcionamiento del convertidor y el consumo de energía del propietario entre otros.

En cualquier caso, la conclusión que se puede extraer de este análisis es que el ahorro es posible y que para determinarlo es preciso de un análisis más exhaustivo. Pero como ya se ha dicho anteriormente, ese estudio no es objeto de este proyecto.

### 2.3.5. RESÚMEN

En la tabla 2.3 se ofrece un resumen de los resultados obtenidos para cada uno de los elementos de la instalación. La columna de la derecha muestra la potencia nominal que cada uno de ellos, la cual da una idea del correcto dimensionado de la instalación. En el siguiente capítulo se profundiza sobre las características de cada uno de estos elementos.

Elemento	Modelo	Cantidad	Tensión [V]	Potencia [VA]
Módulos	RS190	1	25-45	190
Baterías	BP17-12	2	22-29	122
Trafo	RS 503-934	1	15/230	200

*Tabla 2.3: Resumen del dimensionado de la instalación.*

Como puede verse, se cumplen todos los requerimientos técnicos a excepción de la potencia de las baterías que debería ser mayor para poder aprovechar la energía del panel en funcionamiento nominal. No obstante, como se puede inyectar a red en el caso de darse esta situación, el resultado se da por válido.

# CAPÍTULO 3

---

## DISEÑO DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR

### RESUMEN

Este capítulo se centra en el diseño y elección de los componentes hardware del convertidor. Esto son los transistores del puente H, los filtros de potencia a la entrada y salida del convertidor, los relés de cambio de funcionamiento, y los diodos.

Se comienza con la obtención de los requisitos del convertidor en cuanto a niveles de tensión y corrientes a soportar. Para ello, es necesario analizar el funcionamiento de los dispositivos acoplados a este. Después se calculan las pérdidas del puente en función de los semiconductores utilizados y se escogen los más adecuados. También se determina la necesidad del uso de disipadores térmicos.

Una vez dimensionado el puente, se diseña el filtro de entrada para mantener estable la tensión de continua. Con el filtro de salida se adecúa la corriente la salida del puente en H para que pueda ser inyectada a la red cumpliendo la normativa, o a las baterías según sea el caso.

Por último, se escogen los relés que permitirán los cambios entre los modos de funcionamiento del convertidor y se elige un diodo antirretorno para evitar que el módulo absorba energía.

### 3.1. REQUERIMIENTOS DE FUNCIONAMIENTO

Para el dimensionado del convertidor se precisa primero, que se determinen los parámetros de funcionamiento de los dispositivos conectados a éste, ya que de estos dependerán en gran medida sus características. Estos son el módulo FV, las baterías y el transformador.

#### 3.1.1. Parámetros del módulo FV

Las tensiones y corrientes de funcionamiento del módulo vienen condicionadas por la radiación incidente en el módulo y la temperatura a la que opera. En la hoja de características estos valores se especifican para una temperatura de célula de 25°C y diversos valores de irradiancia incidente para condiciones estándar de medida o STC. Pero en la práctica, como esa temperatura de célula es demasiado baja, también se ofrecen unos coeficientes para ajustar la variación de los parámetros en función de las variaciones de temperatura. Estos se encuentran en forma de %/°C, salvo el de la tensión, que está dado mV/°C (anexo 9.9.2).

Este coeficiente asegura que la tensión de circuito abierto varía en -2.23mV por cada incremento de grado. Esto es un valor irreal, ya que está asegurando que la tensión permanece prácticamente inalterable ante cambios de temperatura. No obstante, en el propio datasheet se ofrece una gráfica de la variación de la curva de funcionamiento del módulo en función de la temperatura. Aunque en ella, tampoco queda claro cómo se hace este comportamiento ya que su leyenda no es concisa. De todas formas, lo que queda claro es que la variación de tensión es bastante mayor a unos milivoltios. Es por ello, que este parámetro se estima con un valor de -0.5%/°C. Siendo este obtenido de forma aproximada de la mencionada gráfica del datasheet y sobredimensionado por seguridad.

El fabricante tampoco ofrece el coeficiente de tensión en el punto de máxima potencia ( $V_{MPP}$ ) por lo que este se estima. Para ello, se escoge un valor similar al de tensión de circuito abierto ya que es lo que ocurre en la práctica [31], pero algo mayor por seguridad; y se contrasta con los coeficientes de módulos de similares características. Con ello, se estima este valor en -0.55%/°C.

Por tanto, con estos datos ya se pueden calcular los parámetros del módulo. El método seguido para ello, es primero calcular la temperatura del módulo, que sigue una variación aproximadamente lineal a la irradiancia en el módulo según los valores en condiciones NOCT la temperatura ambiente (ecu. 3.1). Con esta temperatura se aplica el coeficiente de variación del parámetro (ecu. 3.2).

$$T_{cell} = \frac{G}{800} (T_{amb} - 20) + T_{amb} \quad (3.1)$$

$$X = X_{STC} + (T_{cell} - 25) \frac{\alpha}{100} X_{STC} \quad (3.2)$$

En donde:

- $T_{cell}$  Temperatura de la célula en °C
- $T_{amb}$  Temperatura en el ambiente en °C
- $G$  Irradiancia incidente en el módulo en  $W/m^2$
- $X$  Parámetro a calcular
- $X_{STC}$  Parámetro en condiciones STC
- $\alpha$  Coeficiente de variación con la temperatura del parámetro

Siguiendo el procedimiento, obtenemos la tabla 3.1 en la que se muestran las tensiones, corrientes y potencias para distintas condiciones de trabajo, de  $G$  y de temperatura ambiente. Entre ellos se resaltan aquellos que están en color naranja, los cuales son los más extremos. Como se puede apreciar el peor caso es en el de un amanecer en el que la radiación no ha calentado todavía el módulo. En él, se puede dar una potencia superior a la nominal además de las mayores tensiones de funcionamiento y circuito abierto. Por otra parte, el mayor valor de corriente se da en el caso de un día soleado con plena irradiancia y mucho calor.

$G [W/m^2]$	$T_{amb} [°C]$	Descripción	$V_{MPP}$	$I_{MPP}$	$P_{MPP}$	$V_{OC}$	$I_{SC}$
1000	-8,7	STC	37,44	5,08	190,00	44,86	5,67
1000	45	Día soleado verano	26,37	5,27	138,94	44,74	5,70
800	30	Cálido	29,66	4,26	126,50	43,93	4,57
800	0	Frio	35,60	4,19	149,09	44,00	4,55
200	20	Nublado	33,18	0,96	31,92	41,00	1,25
0→1000	-8,7	Amanecer (peor caso)	44,39	5,00	222,06	52,43	5,65

Tabla 3.1: Resumen de parámetros de funcionamiento del módulo FV.

### 3.1.2. Parámetros del transformador

Como el trafo se encuentra conectado a la salida de un convertidor, este puede afectar a su comportamiento modificando la respuesta del filtro de salida; por tanto, es necesario conocer sus parámetros en particular, su inductancia y resistencia serie.

El valor de la inductancia no está dado, aunque se puede estimar a través del valor habitual en p.u. de la impedancia de los trafos que es de 15% [33]. Por tanto, aplicando la ecuación (3.3), se obtiene que la inductancia referida al lado de baja es de 540  $\mu H$ .

$$L = \frac{Z_{pu} \frac{V_p^2}{S_N}}{\omega} \quad (3.3)$$

En donde:

- $L$  Inductancia del trafo [H]
- $S_N$  Potencia nominal del trafo [VA]
- $Z_{pu}$  Impedancia en por unidad
- $V_p$  Tensión en el primario [V]
- $\omega$  Frecuencia del sistema en [rad/s]

En el caso del valor de la resistencia serie equivalente se puede aproximar a través de la eficiencia del trafo que es de 90% (ver anexo 9.9.2). Se obtiene un valor de 112 mOhm. Las pérdidas en el núcleo se desprecian ya que como se verá en el apartado 6.1.2.1, no influyen en el cómputo total.

$$R = \frac{P_N ef}{I_N^2} \quad (4.3)$$

En donde:

- $I_N$  Intensidad nominal en A
- $P_N$  Potencia nominal en W
- $ef$  Eficiencia del transformado en tanto por uno.

L [H]	540	V <sub>p</sub> [V]	15
R [Ohm]	0,112	V <sub>s</sub> [V]	230
V <sub>oc</sub> [V]	16,4	S <sub>N</sub> [VA]	200

Tabla 3.2: Resumen de los parámetros del trafo.

### 3.1.3. Parámetros de la batería

Atendiendo al datasheet de la batería, podemos obtener los valores más representativos de su funcionamiento. Entre ellos, destaca que su tensión disminuirá hasta 22 V cuando esté descargada; y que ésta, aumentará hasta los 29,2 V cuando esté completamente cargada. También es importante señalar que la máxima corriente de carga es de 5,1 A como ya se ha señalado en el apartado 2.3.3, por lo que es posible que no sea capaz de absorber toda la potencia del módulo en funcionamiento nominal. Aunque este aspecto se estudiará más adelante.

En cuanto a su capacidad, hay que destacar que los 17Ah se obtienen con un régimen de descarga de 20h. Para como para esta aplicación hace falta un régimen más corto, probablemente de 3 horas, su capacidad disminuirá considerablemente. A continuación se ofrece la tabla 3.3 con el resumen de estas características.

$V_{MAX}$ [V]	29,2	$I_{DESCARGA\ 20H}$ [A]	0,837
$V_{MIN}$ [V]	22	$C_{20}$ [Ah]	16,74
$I_{MAX\ CARGA}$ [A]	5,1	$I_{DESCARGA\ 1H}$ [A]	10,4
$R_S\ CARGADA$ [Ohm]	0,032	$C_1$ [Ah]	10,4

*Tabla 3.3: Resumen de los parámetros de las baterías.*

Este efecto tendrá influencia en la vida útil de la batería ya que deberá aumentar su profundidad de descarga por encima de la calculada en el apartado 2.3.3.

#### 3.1.4. Parámetros para el dimensionado del puente

Una vez determinadas las características de los elementos conectados al puente, solo queda extraer los requerimientos de los componentes que lo forman. Entre los parámetros clave, está el límite máxima tensión instantánea que debe soportar. Esta viene dada por la máxima tensión de vacío del módulo, 52 V. El otro parámetro clave es la máxima corriente nominal que impone el límite térmico. Esta viene impuesta por el lado de red en la que la corriente puede llegar hasta casi los 20 A pico.

En lo relativo al cálculo de las pérdidas del puente, estas se realizan atendiendo a las condiciones nominales de funcionamiento. Estas se dan en su funcionamiento como FV a Red en la que el módulo está en condiciones STC (ver fig. 9). El siguiente caso más desfavorable sería en el modo de carga de batería a través del módulo FV. En este modo, una de las ramas del puente se utiliza más que la otra, por lo que puede esperarse mayor carga en los semiconductores. No obstante, al estar limitada la corriente de carga de la batería se comprobará que no se trata del peor caso.



## 3.2. DIMENSIONADO DEL PUENTE H

Una vez determinados las condiciones necesarias de funcionamiento del convertidor, se procede a diseñar el puente H. Esta tarea conlleva el cálculo de las pérdidas de los transistores y/o diodos involucrados en la conmutación. Después, si procede, se calculan los disipadores necesarios.

### 3.2.1. Funcionamiento del puente en H

Conceptualmente, el convertidor actúa como un amplificador para una señal de una referencia dada, en este caso una senoidal. Esta señal (modulante) se compara con una señal triangular de mayor frecuencia (portadora) para obtener una señal modulada por ancho de banda o PWM. Después, es amplificada en el puente H utilizando el Bus de tensión continua. Dada su naturaleza digital, contiene un alto nivel frecuencial, donde la frecuencia fundamental es la misma senoidal que se ha introducido al circuito comparador. Por tanto, una vez amplificada, hace falta filtrar los armónicos empleando un filtro pasabajos para cumplir con la normativa de inyección a red.

En cuanto a la modulación PWM, esta se basa en un circuito comparador en el que ofrece una salida lógica verdadera si la modulante es mayor que la portadora; y falsa, si ocurre lo contrario. Por tanto, se trata de una señal de frecuencia constante e igual a la de la portadora y de ciclo de trabajo variable, dependiendo del nivel de la modulante.

Al tratarse de un inversor, se requieren de alguna forma de producir ciclos de trabajo “negativos”. Obviamente esto es imposible, por lo que se añade otra rama en paralelo conectada a la referencia negativa del circuito de salida que reproduzca el semiciclo negativo. Como la salida es de tipo diferencial, la correcta combinación de los ciclos de trabajo de cada rama da lugar a un equivalente del conjunto llamado índice de modulación, el cual toma valores entre -1 y 1.

Existen varias modulaciones para la formación de la tensión alterna, aunque las más destacadas son la unipolar y la bipolar. En la unipolar, para el disparo de una de las ramas se emplea la tensión de control y para la otra, la inversa de esta tensión. Esto provoca que en cada rama se generen ciclos de trabajo complementarios pero centrados sobre la mitad del periodo. Como la señal es diferencial, al restarse se convierte en una onda PWM con el doble de frecuencia pero con valores de 0 y 1 o -1 y 0. En la bipolar, ambas ramas generan también generan ciclos de trabajo complementarios pero en este caso se encuentran en fase por lo que al restarlos se obtiene la misma señal PWM solo que entre los valores -1 y 1.

En este caso se utiliza la técnica unipolar debido a que el uso de un trafo de conexión a red reduce las corrientes de modo común que provoca esta modulación que permite reducir las pérdidas y el tamaño del filtro (ver fig. 3.1).

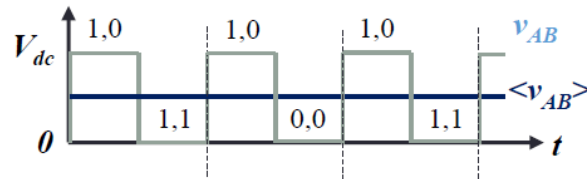


Figura 3.1: Funciones de conmutación en modulación unipolar. Semiciclo positivo [34].

Profundizando en la función de conmutación, se tiene que para un semiciclo positivo de la tensión de control, se dan las siguientes situaciones que se muestran en la figura 3.2. En ella, cada interruptor simboliza un par diodo anti paralelo y mosfet que conforman un interruptor de 3 segmentos. La fuente de corriente emula la bobina de salida que al no tener tiempo para descargarse se comporta como tal.

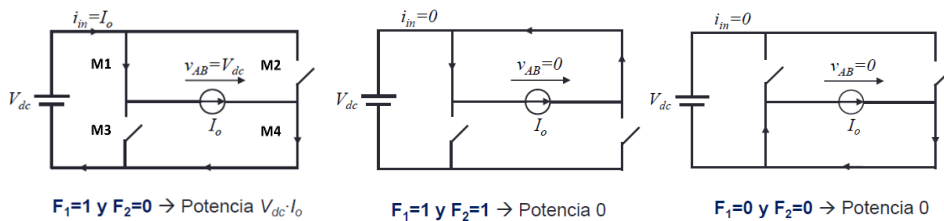


Figura 3.2: Combinaciones del puente H para el semiciclo positivo [34].

Si se le llama M1 y D1 respectivamente al transistor y al diodo de arriba a la izquierda; M2 y D2 a los de arriba a la derecha; y M3, D3 y M4, D4 a sus complementarios de la zona inferior de cada rama se puede elaborar la tabla 3.4 con los periodos de conducción y los números de conmutaciones de cada semiconductor. En ella se debe de tener en cuenta que T hace referencia al periodo aparente de conmutación y que además, se desprecian las pérdidas de encendido de los diodos en el cómputo total.

Conducción		Conmutación:	
M1	$2T_{on} + 1T_{off}$	1,0 a 1,1	M4 off, D3 on
M4	$2T_{on} + 1T_{off}$	1,1 a 1,0	D3 off, M4 on
D3	$1T_{off}$	1,0 a 0,0	M1 off, D2 on
D2	$1T_{off}$	0,0 a 1,0	M1 on, D2 off
Total	$M(4T_{on} + 2T_{off})$ , $D(2T_{off})$	Total	$2E_{off} + 2E_{on} + 2Err$

Tabla 3.4: Resumen de conmutaciones y tiempos de conducción de los semiconductores.

Para calcular el resto de conmutaciones y tiempo de conducción correspondientes al segundo semiciclo se recurre al funcionamiento simétrico y complementario del puente H con esta modulación. Con ello, se tiene que el resultado es el mismo al que se obtendría si se permutasen las ramas para el semiciclo positivo. Tras el cálculo, se tienen que el número de

conmutaciones así como los tiempos de conducción, se reparten equitativamente entre todos los elementos. Esto resulta útil para el cálculo de pérdidas ya que relaciona las pérdidas totales del puente como 4 veces mayor al de cada interruptor (Mosfet + Diodo).

### 3.2.2. Cálculo de las pérdidas

Una vez conocidos los tiempos de conducción y el número de conmutaciones para cada semiconductor (apartado 3.1), el siguiente paso es calcular las pérdidas que tendrán que soportar. Para ello, se recurren a una serie de ecuaciones que permiten aproximar las mismas en función de los datos proporcionados por los fabricantes [35].

**Energía de conducción de los Mosfets:** La potencia disipada durante la conducción es proporcional a la resistencia entre drenador y fuente para una determinada temperatura de la misma que se toma a 100°C. Por ello, se utiliza este valor ya que depende del tiempo y la corriente de conducción (ecu. 3.4).

$$E_{conMos} = R_{DS(on)} I_{red}^2 T_{con} \quad (3.4)$$

**Energía de conducción de los Diodos:** Se utiliza el modelo en conducción del diodo por el cual se aproxima la curva su funcionamiento con una resistencia de conducción y una tensión de disparo (ecu. 3.5).

$$E_{conDio} = (V_{to} + R_t) I_{red} T_{con} \quad (3.5)$$

**Energía de encendido de los Mosfets:** Debido a la falta de datos del fabricante, se utiliza una aproximación basada en las capacidades parásitas del Mosfet (ecu 3.6). El primer término corresponde al tiempo carga de la capacidad de puerta que determina el tiempo de subida ( $t_r$ ) de la corriente y el segundo se debe al efecto Miller en el que cambia la tensión en bornes del MOSFET.

$$E_{on} = 0.5 V_{dc} I_{red} t_r + \frac{2}{3} C_{ds} * V_{dc}^2 \quad (3.6)$$

**Energía de apagado de los Mosfets:** Se calculan de forma similar a las de apagado pero en este caso con el tiempo de bajada de la corriente ( $t_f$ ). El segundo término vuelve a corresponder del efecto Miller (ecu 3.7).

$$E_{off} = 0.5 V_{dc} I_{red} t_f + \frac{4}{3} C_{ds} * V_{dc}^2 \quad (3.7)$$

**Energía de apagado de los diodos:** También se ha tenido que estimar por la escasez de datos. Se ha utilizado la carga de recuperación inversa y una constante  $K$  fijada a 0.25 que relaciona de forma aproximada la evolución de la corriente de recuperación inversa con la tensión en el diodo durante el apagado (ecu 3.8).

$$E_{rr} = K V_{DC} Q_{rr} \quad (3.8)$$

Al tratarse de un inversor, el reparto de los tiempos de conducción, así como la corriente que circula, varía según el instante en que se realiza el cálculo. Es por ello, que se redacta un *script* en Matlab para agilizar los cálculos.

Para escoger la mejor opción, se han hecho varios cálculos en los que se utilizan diferentes frecuencias de conmutación, así como diferentes modelos de Mosfets y diodos. También se ha probado el uso o no de diodos de recirculación en anti-paralelo con los Mosfets. Todos estos datos se resumen en la tabla del anexo 7.3: Pérdidas del Puente en H.

Con los datos obtenidos se pueden extraer las siguientes conclusiones referentes a cada uno de los componentes y parámetros involucrados:

1. **EL transistor:** Existen dos modelos de transistores que tienen buen rendimiento aunque el *STF110N10F7* tiene un notable mejor comportamiento en conducción y por ello se escoge. Además, es algo más barato.
2. **El diodo:** Al usar el diodo de recirculación externo *STPS30M60SR*, se ha comprobado que se consigue mejorar la eficiencia del puente. Por otra parte, el coste de añadir este diodo es pequeño y además, tiene la ventaja añadida de que reparte las pérdidas entre los dos elementos por lo que puede ahorrar el uso de disipadores térmicos. Por estas razones, también se ha escogido.
3. **La frecuencia de conmutación:** Ésta influye considerablemente en las pérdidas totales. Por el momento esta se fija a 100kHz como compromiso entre la eficiencia del puente y el posterior tamaño requerido para la bobina del filtrado de salida (apartado 3.4).

### 3.2.3. Uso de disipador

Para determinar si es necesaria la evacuación de calor en los elementos del puente, se procede al cálculo de la temperatura en su punto nominal de funcionamiento. Para ello se aplica la ecuación (3.9) en relación a los datos que proporciona el fabricante.

$$T_j = T_a + R_{th,j-c} P_{per} \quad (3.9)$$

En donde:

- $T_j$  Temperatura en la unión [ $^{\circ}\text{C}$ ]
- $T_a$  Temperatura en el ambiente [ $^{\circ}\text{C}$ ]
- $R_{th,j-c}$  Resistencia térmica entre la unión y el ambiente [ $\text{K/W}$ ]
- $P_{per}$  Pérdidas del semiconductor [ $\text{W}$ ]

Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 3.5 en la que además se muestran los datos más representativos para realizar los cálculos. Como se puede apreciar, la temperatura que podrían alcanzar los semiconductores se encuentra bastante por debajo de los límites térmicos correspondientes. No obstante, en el caso el Mosfet, se tiene en consideración que en los cálculos realizados en el apartado 3.2.2 se ha utilizado una temperatura de referencia a  $100^{\circ}\text{C}$ . Además, se debe tener en cuenta que el convertidor puede ir dentro de un envoltorio de protección, por lo que esta temperatura se incrementaría notablemente. En cualquier caso, por seguridad se decide colocar unos pequeños disipadores que reduzcan la temperatura del transistor a  $100^{\circ}\text{C}$ . Para dicho fin se utiliza un disipador de aletas de  $2.6\text{W}$  @  $75^{\circ}\text{C}$  con resistencia térmica de  $41\text{ K/W}$  (ver anexo 9.8.1). El coste de cada uno de ellos es  $31\text{ c€}$ , por lo que se considera despreciable.

Elemento	MOSFET	DIODO
Modelo	STF110N10F7	STPS30M60ST
Encapsulado	TO-220	TO-220AB
Altura [mm]	29	29
Anchura [mm]	10,4	10,4
P total [W]	5,23	3,57
P /ud. [W]	1,31	0,89
$T_{j\_max}$ [ $^{\circ}\text{C}$ ]	175	150
$T_{amb}$ [ $^{\circ}\text{C}$ ]	45	45
$R_{th\_j-c}$ [ $\text{K/W}$ ]	1	0,9
$R_{th\_j-a}$ [ $\text{K/W}$ ]	62,5	70
$T_{j\_sin\ disp}$	126,72	107,48

Tabla 3.5: Resultados del cálculo térmico sin disipador.

### 3.3. FILTRO DE ENTRADA

Dado que tanto el módulo FV como las baterías, están diseñadas para proporcionar corriente continua, es preciso utilizar un condensador en el bus de entrada que sea capaz de suministrar corriente a las frecuencias exigidas por el puente en H. Estas son  $100\text{Hz}$  por la frecuencia de la red,  $200\text{kHz}$  debido a la frecuencia de conmutación aparente y una estimación un varios  $\text{MHz}$  debido a las resonancias de conmutación de los transistores.

### 3.3.1. Filtro @ 100 Hz

El primer paso consiste en calcular la capacidad necesaria en función de los parámetros del sistema y para distintos valores de rizado de tensión. Se aplica la ecuación (3.11) la cual se obtiene realizando un balance de potencias a ambos lados del puente.

$$C_{DC} = \frac{V_{red} I_{red}}{\Delta V_{DC,pp} \omega V_{DC}} \quad (3.11)$$

En donde:

- $C_{DC}$  Capacidad del condensador a 100 Hz [F]
- $V_{red}$  Tensión de red [V]
- $I_{red}$  Corriente en la red [A]
- $\Delta V_{DC,pp}$  Variación de tensión pico-pico [V]
- $\omega$  Frecuencia de la red [rad/s]
- $V_{DC}$  Tensión del bus de continua [V]

Con ello, se obtiene la tabla 3.6 con los valores de las capacidades para los distintos modos de funcionamiento y diferentes valores de rizado de tensión. Nótese que el peor caso se da en el funcionamiento con batería inyectando a red ya que utiliza menor tensión de bus. En cambio, en el modo regulador, tan solo se tiene la frecuencia de conmutación por lo que no se procede la anterior ecuación.

Rizado [%]	C <sub>DC</sub> [mF] para cumplir rizado		
	PV a Red	Bat Red	PV a Bat
4,60	4,32	12,00	0,00
5,00	3,98	11,05	0,00
5,53	3,60	10,00	0,00
6,90	2,88	8,00	0,00
10,00	1,99	5,53	0,00

Tabla 3.6: Rizado del condensador DC @ 100Hz.

Para su implementación se decide utilizar condensadores de 1mF ya que su disposición en paralelo permite disminuir la corriente a suministrar por cada uno de ellos, reduciendo así los costes del filtro y las pérdidas en potencia ya que estas varían con el cuadrado de la corriente. En la tabla 3.7 se muestra la relación entre el coste y las pérdidas para este condensador. Se escoge 10mF como valor de compromiso entre coste, pérdidas y rizado de tensión.

C <sub>dc</sub> [mF]	R <sub>c</sub> [Ohm]	V <sub>N</sub> [V]	I <sub>rizado</sub> [A]	Pérdidas [W]	Precio [€]
12x1c	0,014	63	8,33	0,96	9,96
10x1c	0,017	63	8,33	1,15	8,30
8x1c	0,021	63	8,33	1,44	6,64

Tabla 3.7: Pérdidas en el condensador.

### 3.3.1. Filtro @ 200 kHz

El condensador usado para el filtro a 100 Hz es electrolítico debido a su relación calidad-precio. No obstante, este tipo presenta el inconveniente de que tiene una frecuencia de autorresonancia relativamente pequeña. Como ésta no está proporcionada por el fabricante se procede a su cálculo por estimación (ecuación 3.12) suponiendo que la ESL es de 30nH que es un valor estándar para condensadores electrolíticos [36].

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.12)$$

El resultado muestra que a la frecuencia de conmutación, el condensador se comportará como si fuese una inductancia por lo que no sirve. Para ello, se busca un condensador capaz de trabajar con el rizado de 200 kHz. El valor de la capacidad se obtiene a partir de la ecuación 3.13 que es una interpretación por incrementos de la ecuación en derivada que define al condensador.

$$C = \frac{\Delta V_c}{2 f I} \quad (3.13)$$

En donde:

- $V_c$  Tensión del bus [V]
- $f$  Frecuencia de conmutación [Hz]
- $I$  Corriente de rizado [A]

Como resultado se obtiene que es necesario al menos 1μF de capacidad. Por otra parte, para cumplir con los rangos de corriente que puede soportar los condensadores se decide colocar varios condensadores de estos en paralelo. De esta forma, la corriente se reparte entre todos ellos.

### 3.3.1. Filtro @ 150 MHz

Es previsible que existan resonancias tras las conmutaciones de los transistores debido a la inductancia de las pistas en la PCB y la capacidad parásita del Mosfet. Para proteger el bus DC se colocarán unos condensadores lo más cerca posible a las patillas de los transistores. Para calcular esta frecuencia de resonancia se estima que la inductancia de las pistas es de 1nH [37] y que la capacidad del transistor es 1nF [anexo 9.8.1]. Con ello, se aplica la ecuación 3.12 obteniéndose una frecuencia de resonancia del orden de 150 MHz.

Se aplica la ecuación 3.13 con la que se obtiene un valor de 2nF. Por tanto, los condensadores a utilizar tendrán que ser de mayor o igual capacidad. Aunque debido a la poca precisión del cálculo, este elemento se deberá determinar de forma experimental en el apartado de montaje. Por otra parte, también se deja la posibilidad de incluir una resistencia para amortiguar las corrientes producidas por las resonancias.

## 3.4. FILTRO DE SALIDA

Debido a que la onda de salida es de forma rectangular, es necesario filtrarla mediante un filtro pasabajos. En principio se recurre a una bobina creando un filtro inductivo de primer orden. No obstante, como la bobina suele ser un elemento grande, pesado y costoso, se decide recurrir a un filtro LC para aumentar el efecto del filtro de forma que se incluye un condensador en paralelo.

Por último, se debe de tener en cuenta que no está directamente acoplado a la red, sino que existe un transformador entre ellos. Este elemento introduce una inductancia adicional que hace que el sistema de filtrado se comporte como un filtro LCL de tercer orden desde el punto de vista de la red. Esta característica será muy importante para estudiar la estrategia de control (apartado 4).

### 3.4.1. Inductancia

Para calcular el valor de rizado se recurre a la interpretación por incrementos de la ecuación en derivada que define a las bobinas. Relacionando esta con el peor caso de índice de modulación y con otros parámetros del puente, se obtiene que para el caso concreto de la modulación unipolar el rizado de corriente en la bobina sigue la ecuación 3.14. Nótese que para este caso se desprecia el efecto del circuito LCL.



$$L = \frac{V_{DC}}{8 \Delta I_{L,max} f_c} \quad (3.14)$$

En donde:

- $V_{DC}$  Tensión del bus [V]
- $f_c$  Frecuencia de conmutación [Hz]
- $\Delta I_{L,max}$  Variación de corriente pico-pico [A]

En la tabla 3.8 se muestra como varía el rizado de la corriente a la frecuencia de conmutación de 100 kHz en función de la inductancia. Como puede verse, el peor caso es en la modalidad de inyección a red desde el módulo. El valor de rizado, se deja en 8% respecto a la nominal ya que se considera un valor pequeño, aunque se debería obtener de la normativa para cada caso.

Rizado [%]	L1 [μH] para cumplir rizado (100kHz)		
	PV a Red	Bat Red	PV a Bat
2,651	100,00	60,01	96,02
4,415	60,00	36,03	57,66
5,000	53,03	31,82	50,91
5,305	50,00	29,99	47,98
8,025	33,00	19,83	31,72
9,820	27,00	16,20	25,92
10,000	26,52	15,91	25,46
20,000	13,26	7,95	12,73

Tabla 3.8: Valores de rizado de corriente en la bobina.

Por otra parte también está la relación con las pérdidas y el precio de cada una de ellas (tabla 3.9). Con los datos de ambas tablas se tiene que las opciones más interesantes son la bobina de 33μH y la de 60μH. La primera es más barata pero con la segunda se obtiene menos rizado. En cuanto a las pérdidas en todas ellas son parecidas por lo que no se tiene en cuenta. Finalmente se escoge la de 33μH porque es la opción más barata junto con un nivel de rizado asumible.

L <sub>1</sub> [μH]	R <sub>1</sub> [Ohm]	I <sub>n</sub> [A]	I <sub>red</sub> [A]	Pérdidas [W]	Precio [€]
100	0,0109	17,6	13,33	1,94	13,35
60	0,012	16	13,33	2,13	10,29
50	0,01	15	13,33	1,78	-
33	0,011	16	13,33	1,96	6,98
27	0,01	16,2	13,33	1,78	6,12

Tabla 3.9: Relación pérdidas y precio para cada bobina.

### 3.4.2. Condensador

Al igual que para el cálculo del rizado en la bobina, para el rizado de tensión en el condensador también se utiliza una ecuación basada en incrementos en la que se ha sustituido el rizado de la corriente en función de la ecuación 3.14 (3.15). De la misma manera también se obtiene la tabla 3.10 con los valores de rizado de tensión para cada valor de inductancia; y también la tabla 3.11 con los costes y pérdidas de cada uno de ellos. En este caso también se desprecia la inductancia del trafo. La razón de tal decisión es debido a que complica mucho el cálculo del rizado y que en esencia no perjudica al rizado ya que un filtro de tercer orden debe de ser más efectivo que el de segundo orden. Con ello, se decide escoger el condensador de 20 $\mu$ F ya que no supone un coste elevado y ayuda a que el rizado de tensión sea prácticamente inapreciable.

$$\Delta V_C = \frac{V_{DC}}{64 L C f_c^2} \quad (3.15)$$

V <sub>P-P</sub> [%]	1%	3%	5%
C <sub>AC</sub> [ $\mu$ F] para 60 $\mu$ H	4,91	1,64	0,98
C <sub>AC</sub> [ $\mu$ F] para 50 $\mu$ H	5,89	1,96	1,18
C <sub>AC</sub> [ $\mu$ F] para 33 $\mu$ H	8,92	3,64	1,78
C <sub>AC</sub> [ $\mu$ F] para 27 $\mu$ H	10,91	7,27	2,18

Tabla 3.10: Valores de rizado de tensión en el condensador.

C <sub>AC</sub> [ $\mu$ F]	R [Ohm]	I <sub>N</sub> [A]	I <sub>RIZ</sub> (10%) [A]	P <sub>TÉRMICAS</sub> [W]	Precio [€]
3,9	0,03	5,1	1,33	0,053	4,42
7,5	0,016	2,4	1,33	0,028	4,74
20	0,003	2,6	1,33	0,005	6,49
47	0,002	4,3	1,33	0,004	7,41

Tabla 3.11: Precio y pérdidas en el condensador.

### 3.5. RELÉS

Para cambiar entre los distintos modos de funcionamiento (ver figura 3.1) se precisa de varios relés en los puntos de conexión del convertidor, ya que eléctricamente hablando, la batería deberá colocarse a la entrada, a la salida o no estar conectada. Para ellos se consideran varias opciones como lo son los relés de estado sólido y los relés electromecánicos.

Se escogen los relés electromecánicos de tipo polarizados ya que presentan las siguientes ventajas sobre el resto de opciones:

- Ofrecen aislamiento galvánico.
- Solo requiere un impulso para accionarse (debido a que tienen memoria), por lo que se ahorran recursos y se aumenta la seguridad.
- Son baratos.

Por ello se decide escogen los relés de propósito general DPDT que funcionan a 5V (ver anexo 9.8.2).

### 3.6. DIODO ANTIRRETORNO

Para permitir que el módulo produzca aún y cuando el convertidor este en modo de inyección a red desde batería o carga de la batería desde la red, es decir, directamente en paralelo con la batería, se decide utilizar un diodo antirretorno a la salida del módulo. Esto, aunque provoque pérdidas, estas pueden ser recompensadas en las situaciones que se han mencionado.

Para ello, se decide utilizar el mismo diodo que el utilizado para el puente H ya que presenta bajas pérdidas en conducción.

### 3.7. DRIVERS

Existen diversas opciones en cuanto a la elección del driver. En este caso, se ha escogido el circuito integrado HIP4081A que contiene los 4 drivers junto con la posibilidad de fijar los tiempos muertos entre conmutaciones.

Para conmutar los transistores de la parte superior de cada rama, es necesario aplicar una tensión flotante entre la puerta y la fuente. En el caso de este integrado se utiliza la estrategia de *bootstrap* que consiste en cargar un condensador durante el apagado y la conducción del MOSFET de abajo para luego colocarlo entre la puerta y la fuente del transistor a la hora de encenderlo.

Entre todas las demás estrategias, esta destaca por ser simple y barata. Aunque también tiene algunas limitaciones en cuanto al tiempo de encendido permitido ya que se requiere recargar el condensador. Por otra parte, la elevación del punto de referencia acarrea consigo algunas dificultades [38]. No obstante, el límite de tiempo de encendido se soluciona gracias al sistema de '*charge pump*' que incorpora internamente el CI. Este sistema inyecta una pequeña corriente constante que mantiene encendido el MOSFET y evita que se descargue el condensador.

Se debe de tener en especial consideración que este driver no es aislado por lo que permitirá la circulación de corrientes de modo común debidas a los escalones provocados por las tensiones de conmutación en el puente en H. Si experimentalmente se comprobase que esto fuese un problema, se deberían tomar medidas para su eliminación como puede ser el uso de ferritas.

### 3.8. EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR

Tras haber diseñado la parte de potencia del convertidor se procede al cálculo de la eficiencia de esta parte del circuito que será algo menor que la eficiencia del convertidor. Para ello, se deberá tener en cuenta las pérdidas de los circuitos de señal. En la tabla 3.12 se muestra los diferentes rendimientos de cada elemento junto la eficiencia el conjunto.

Elemento	Rendimiento
Puente en H	0.95
Trafo	0.9
Filtros	0.98
Total	0.84

Tabla 3.12: Rendimiento de los elementos de la parte de hardware.

# CAPÍTULO 4

---

## DISEÑO DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR

### RESUMEN

Para poder controlar las variables involucradas en el funcionamiento del convertidor, se precisa de la implementación en cascada de diversos lazos de control. El lazo interno se aplica a la corriente de salida. Esta deberá de ser controlada en todo momento tanto para proteger el puente como para adecuarla para su volcado a las baterías o red. El lazo externo se aplica a la tensión del bus de entrada. Debido a que en algunas modalidades se tiene un módulo FV, es interesante el control de su punto de funcionamiento mediante un controlador de MPPT. Por último, para las ocasiones en las que a la salida se encuentren las baterías, se deberá sacrificar el MPPT por un controlador de carga que proteja las baterías y además optimice la carga de las mismas.

## 4.1. LAZO DE CORRIENTE

El objetivo de este apartado es diseñar un controlador para la corriente a la salida del puente. Para ello se utiliza la estructura de control en lazo cerrado mostrada en la figura 4.1.

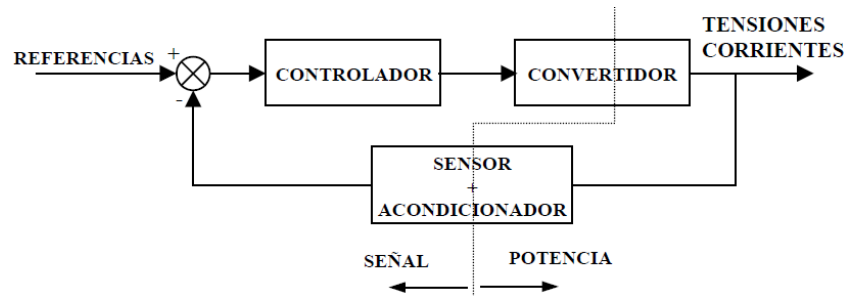


Figura 4.1: Estructura de control en lazo cerrado [cita].

Mediante la referencia se establece el valor de corriente deseada en la planta y con el sensor se mide su valor. Con la diferencia entre ambos valores se obtiene el error. Este deberá ser eliminado por el lazo de control. Para ello, se configura un controlador que opere en la planta (el convertidor en este caso) en función del error de tal forma que tienda a eliminarlo.

### 4.1.1. Modelo de la planta

El primer paso consiste en establecer un modelo de la planta a controlar. Es decir, para establecer el lazo de control se debe conocer cómo es la planta. Esto se consigue partiendo de ecuaciones que modelan el comportamiento de cada uno de sus componentes. Tal y como se pueden ver representados en la figura 4.2, estos son el convertidor, el filtro LCL y la conexión a red.

- **Convertidor:** Se trata del puente H. Para el modelo se utiliza su comportamiento en valor medio el cual determina que la tensión a la salida del puente,  $V_{AB}$ , es equivalente a la tensión de bus,  $V_{DC}$ , por el índice de modulación,  $M$ . Dicho índice se trata del cociente entre la señal triangular,  $V_{pt}$ , y la tensión de control,  $V_{CT}$ .
- **Conexión a red:** A efectos prácticos, se puede considerar como un punto de potencia infinita por lo que se representa como una fuente ideal.
- **Filtro LCL:** Situado entre el convertidor y el punto de conexión a red. Está formado por la inductancia,  $L_1$ , el condensador del filtro de salida,  $C$ , y seguido de la inductancia equivalente serie del trafo,  $L_2$ . Además, como se ve en la figura 4.2, también se consideran las resistencias parásitas de cada elemento.

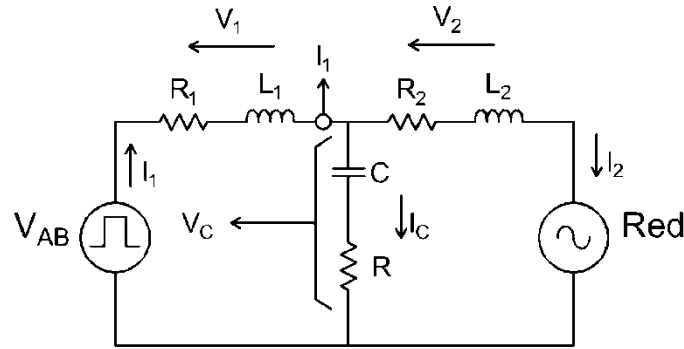


Figura 4.2: Modelo de la planta para el lazo de corriente.

El siguiente paso consiste en establecer la variable de control. Esta puede ser tanto la corriente en el lado del inversor,  $I_1$ , como la corriente en el primario del trafo,  $I_2$ , o las dos. El interés de  $I_1$  reside en que es la corriente que circula por los transistores y por ello es importante controlarla para protegerlos contra sobrecorrientes. Además, es necesaria para el modo de carga de baterías. Por otra parte,  $I_2$  es la corriente que se vierte a la red y por ende, aquella que se debe controlar para satisfacer la demanda eléctrica. En este caso se selecciona únicamente  $I_1$  debido a que a bajas frecuencias ambas son similares ya que el condensador tiende a comportarse como un circuito abierto. De esta forma, se simplifica el diseño.

Entonces, partiendo de la figura 4.2, se tiene que la corriente  $I_1$  depende de la acción del convertidor por medio de la  $V_{CT}$  y de la tensión de red,  $V_{red}$ , que será la perturbación desde el punto de vista de control. Las relaciones entre estas variables se estudian desde el dominio de Laplace tal y como se muestra en la figura 4.3.

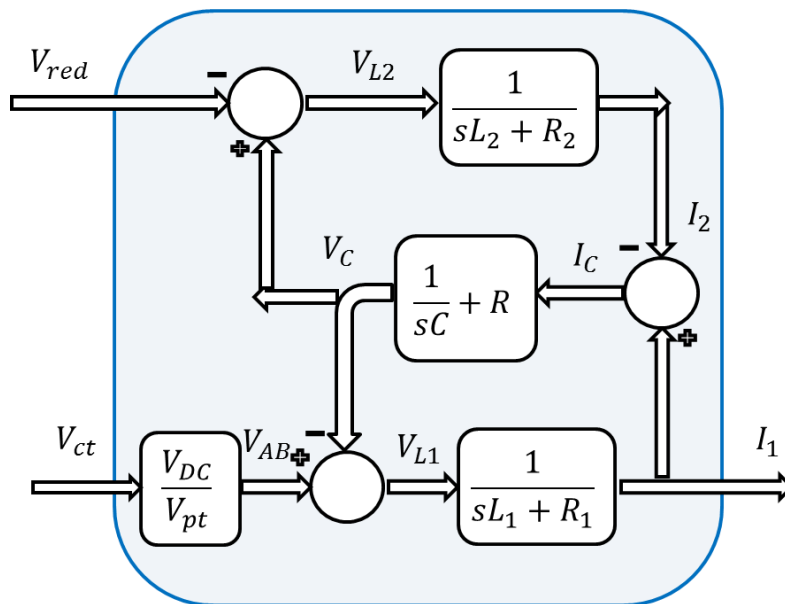


Figura 4.3: Diagrama de bloques de la planta de corriente.

Despreciando las resistencias parásitas y resolviendo las ecuaciones se llega a las siguientes relaciones para la  $I_1$  (ecuaciones 4.1, 4.2, 4.3).

$$I_1(s) = G_{vct}(s)V_{ct}(s) + G_{red}(s)V_{red}(s) \quad (4.1)$$

En donde:

$$G_{vct}(s) = \frac{V_{DC}}{V_{pt}} \frac{s^2 CL_2 + 1}{s(s^2 CL_1 L_2) + (L_1 + L_2)} \quad (4.2)$$

$$G_{red}(s) = \frac{-1}{s^3 CL_1 L_2 - s^2 C(L_1 + L_2)} \quad (4.3)$$

Una vez obtenida la función de transferencia de la planta,  $G_{vct}$ , esta se representa mediante un diagrama de Bode para ver su comportamiento en frecuencia, tal y como puede verse en la figura 4.4. Para ello, se tienen las siguientes consideraciones.

- **Tensión de bus,  $V_{DC}$ :** Esta tensión depende del punto de funcionamiento del módulo FV o de la batería. Como estos valores oscilan entre los 24V y 40V, se ha decidido escoger un valor medio que represente el punto habitual de funcionamiento, 35V.
- **Valor pico de la señal portadora,  $V_{pt}$ :** Este valor está directamente relacionado con la tensión de funcionamiento de los circuitos. En este caso se escoge el valor de 10V ya que se obtiene una buena resolución e inmunidad frente al ruido.
- **Filtro LCL:** Los valores del son los obtenidos en los apartados anteriores:  $L_1 = 33\mu\text{H}$ ,  $C = 20\mu\text{F}$  y  $L_2 = 540\mu\text{H}$ . Además para la figura se ha tenido en cuenta el valor de las resistencias parásitas que vienen proporcionadas por los fabricantes y se encuentran en el orden de miliohmios.

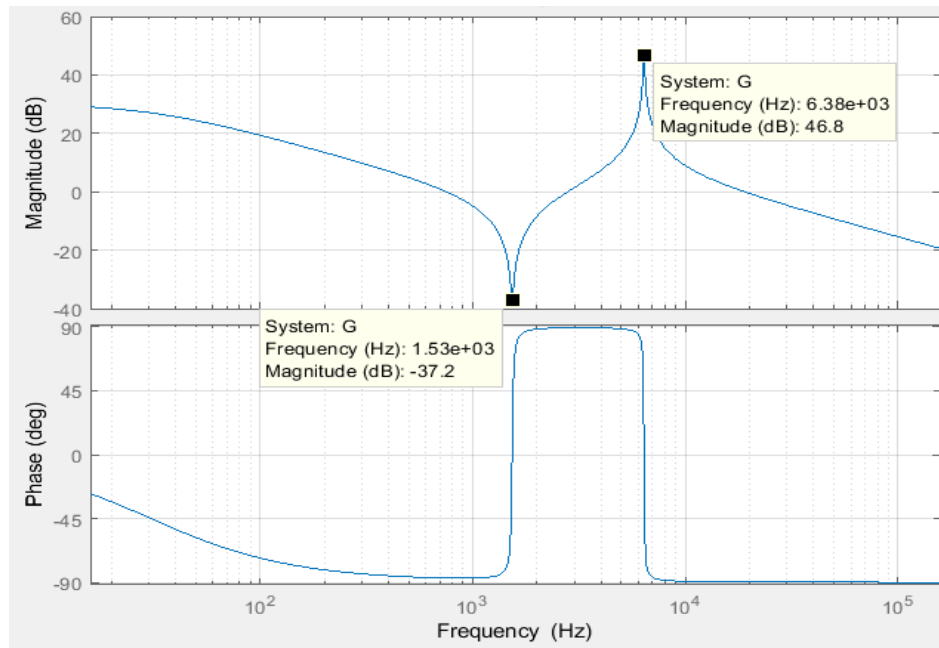


Figura 4.4: Diagrama de Bode de la planta de corriente ( $G_{vct}$ ).



Como era de esperar, al trabajar con un filtro de tercer orden, la planta presenta una resonancia y una antirresonancia. La antirresonancia se da entre  $L_2$  y  $C$  (ecuación 3.12) que al estar en paralelo bloquean la corriente  $I_1$ . En cuanto a la resonancia de la planta, esta se da entre el condensador y la inductancia equivalente formada por la asociación en paralelo de ambas.

Por tanto, al realizar el control de  $I_1$ , se deberá prestar atención para evitar problemas de estabilidad relacionados con la resonancia. Además, no se debe olvidar que hay que procurar obtener un sistema rápido, con cierto margen de estabilidad y que además sea capaz de rechazar la perturbación de red.

#### 4.1.2. Estrategia de control.

Como se ha señalado antes (ver fig. 4.1) se va a utilizar un bucle de realimentación junto con el filtro de medida y el controlador. El esquema resultante se puede apreciar en la figura 4.5. A continuación, también se explica la elección de las características de los nuevos elementos:

- **Controlador:** Por la sencillez en su implementación en la forma analógica, se estudiará el proporcional (apartados 4.1.2.1 y 4.1.2.2) y el PI (apartado 4.2.2.3). No se contempla el uso del PID ya que su parte derivativa podría desestabilizar el sistema a causa de los ruidos.
- **Sensor y acondicionador corriente:** Se diseña para proporcionar una ganancia de 1:2 ( $K_{sc} = 0.5 \text{ V/A}$ ) para adecuar el pico de corriente a la tensión de los circuitos. Es decir, 20 A pico equivalen a 10V. En cuanto constante de tiempo del filtrado ( $\tau_{sc}$ ), esta se establece para que la frecuencia de corte sea de 20 kHz, justo una década por debajo de la frecuencia aparente de conmutación de forma que atenúe el rizado de la bobina.

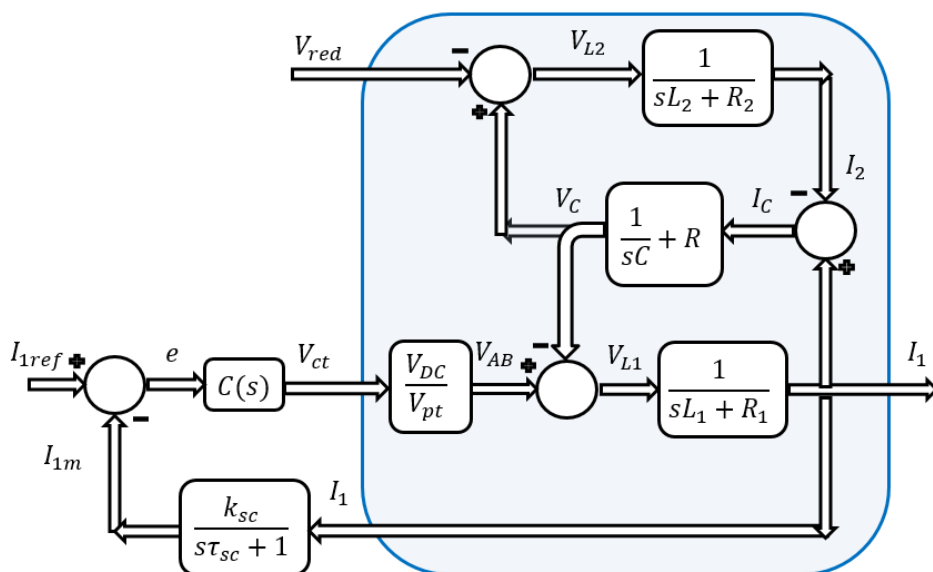


Figura 4.5: Sistema en lazo cerrado.

#### 4.1.2.1. Controlador proporcional

La primera estrategia a estudiar es la más sencilla, la cual consiste en el uso de un controlador proporcional. Para ello, se parte de la ecuación de la planta equivalente (ecu. 4.2). Por otro lado, se debe tener en cuenta que se desea una frecuencia de corte superior a la frecuencia de resonancia para evitar problemas asociados a dicha frecuencia. Es por ello que se decide utilizar una planta aproximada que es válida para frecuencias superiores a la de la resonancia. De esta forma, la ecuación de la función de transferencia de la planta en lazo abierto quedaría más sencilla, tal y como se muestra en la ecuación 4.4. Nótese que a altas frecuencia el condensador se comporta como cortocircuito de forma que el convertidor no ve a la inductancia del trafo.

$$\frac{I_{1med}(s)}{e(s)} = \frac{K_p V_{DC} K_{SC}}{s L_1 (s \tau_{SC} + 1)} \quad (4.4)$$

Como se observa en la figura 4.6, sus comportamientos por encima de la frecuencia de resonancia son muy similares.

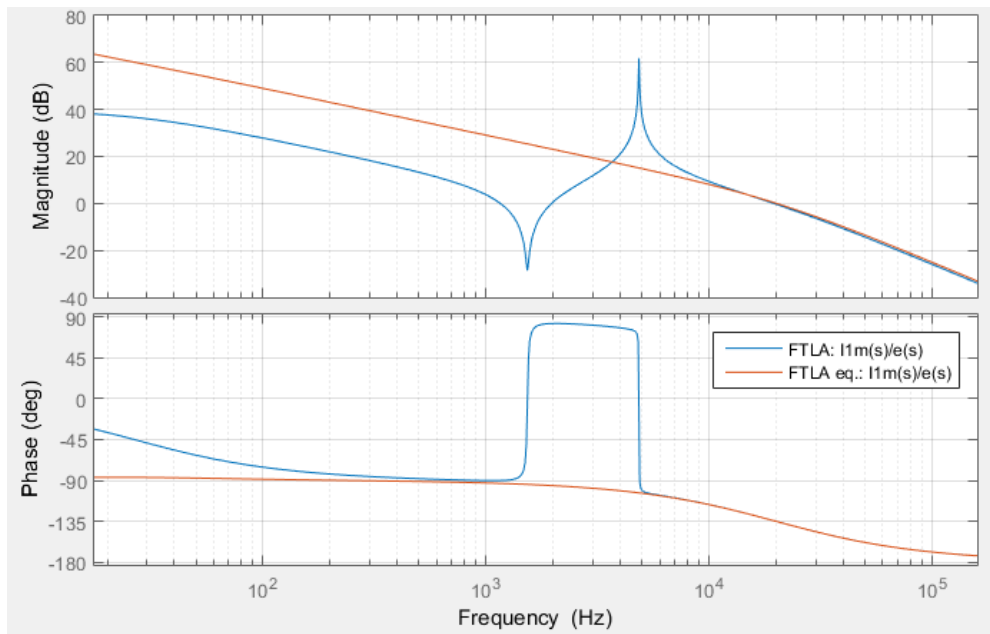


Figura 4.6: Comparación del lazo abierto (azul) con el lazo abierto aproximado (naranja).

Una vez obtenida la función de transferencia, el siguiente paso es obtener los parámetros del controlador. Al ser de tipo proporcional, se tiene un único grado de libertad, por lo que primero se fija el margen de fase. Después, se obtiene la frecuencia de corte del lazo (ecuación 4.5). Por último, se calcula la ganancia del controlador para dicha frecuencia de corte (ecuación 4.6).

$$\omega_{CI} = \frac{\tan(90 - MF)}{\tau_{SC}} \quad (4.5)$$

$$K_P = \frac{L_{eq}\omega_{CI}}{V_{DC}K_{SC}} \sqrt{\omega_{CI}^2 \tau_{SC}^2 + 1} \quad (4.6)$$

Una vez obtenidos los parámetros del controlador, se introducen en un script hecho en Matlab que utiliza el modelo completo de la planta (fig. 4.4) para calcular tanto la función de transferencia en lazo abierto como la de lazo cerrado. De los resultados se extraen los siguientes datos: frecuencia de corte del lazo cerrado o ancho de banda, BW; el seguimiento a la referencia a 50 Hz en porcentaje de la ganancia y desfase; amplitud de la perturbación en porcentaje respecto a la corriente nominal del convertidor y su fase; y el precio del filtro. Todos estos datos se agrupan en la tabla 4.1.

L1 [μH]	C [μF]	Kp	MF [°]	FTLC G <sub>vct</sub> (s)			Perturbación G <sub>red</sub> (s)		Precio LC [€]
				BW [kHz]	G <sub>50Hz</sub> [%ref]	θ <sub>50Hz</sub> [°]	G <sub>50Hz</sub> [%ref]	Fase <sub>50 Hz</sub> [°]	
33	20	3,78	40	61,0	98,39	-1,43	17,52	178	13,46
33	20	2,23	50	38,4	97,16	-2,46	29,41	178	13,46
33	20	1,36	55	25,0	95,38	-4,08	47,36	172	13,46
33	68	1,36	59	24,0	95,27	-4,03	47,58	176	22,43
60	20	7,18	34	65,6	99,08	-0,71	9,41	179	16,76
60	20	4,24	50	48,7	98,51	-1,34	15,79	178	16,76
60	20	2,58	58	30,0	97,60	-2,19	25,61	178	16,76
60	68	2,58	60	30,0	97,49	-2,22	25,61	178	25,73

Tabla 4.1: Parámetros del lazo de corriente sin compensación.

A raíz de los resultados se pueden extraer varias conclusiones:

- **Ganancia K<sub>p</sub>:** Su aumento mejora el rechazo a la perturbación, el seguimiento a la referencia, aunque reduce el margen de fase y aumenta la frecuencia de corte. Esta frecuencia no conviene que sea demasiado grande porque puede provocar que se amplifiquen ruidos indeseados.
- **Inductancia L1:** Al aumentar su valor para un mismo K<sub>p</sub>, se reduce la frecuencia de corte por lo que aumenta el margen de fase y por tanto la estabilidad de sistema. Además, mejora el rechazo a la perturbación y el seguimiento a la referencia. Estas mejoras aportan muchos beneficios al control por un ligero incremento del precio. Por tanto, se decide desechar la bobina de 33μH en favor de la de 60μH.

- **Condensador C:** Como ya se mencionó anteriormente (ver fig. 4.5) el efecto del condensador es despreciable por encima de la resonancia. No obstante, a frecuencias medias sí que influye modificando la frecuencia de la antirresonancia aunque no se tiene en cuenta ya que apenas afecta al comportamiento del lazo. Por tanto, como su valor es suficiente para filtrar los armónicos de conmutación, se decide no aumentarlo por encima de los  $20\mu\text{F}$ .

En la figura 4.7 se muestran los diagramas de Bode para el sistema escogido. Este es el que aparece resaltado en la tabla 4.1.

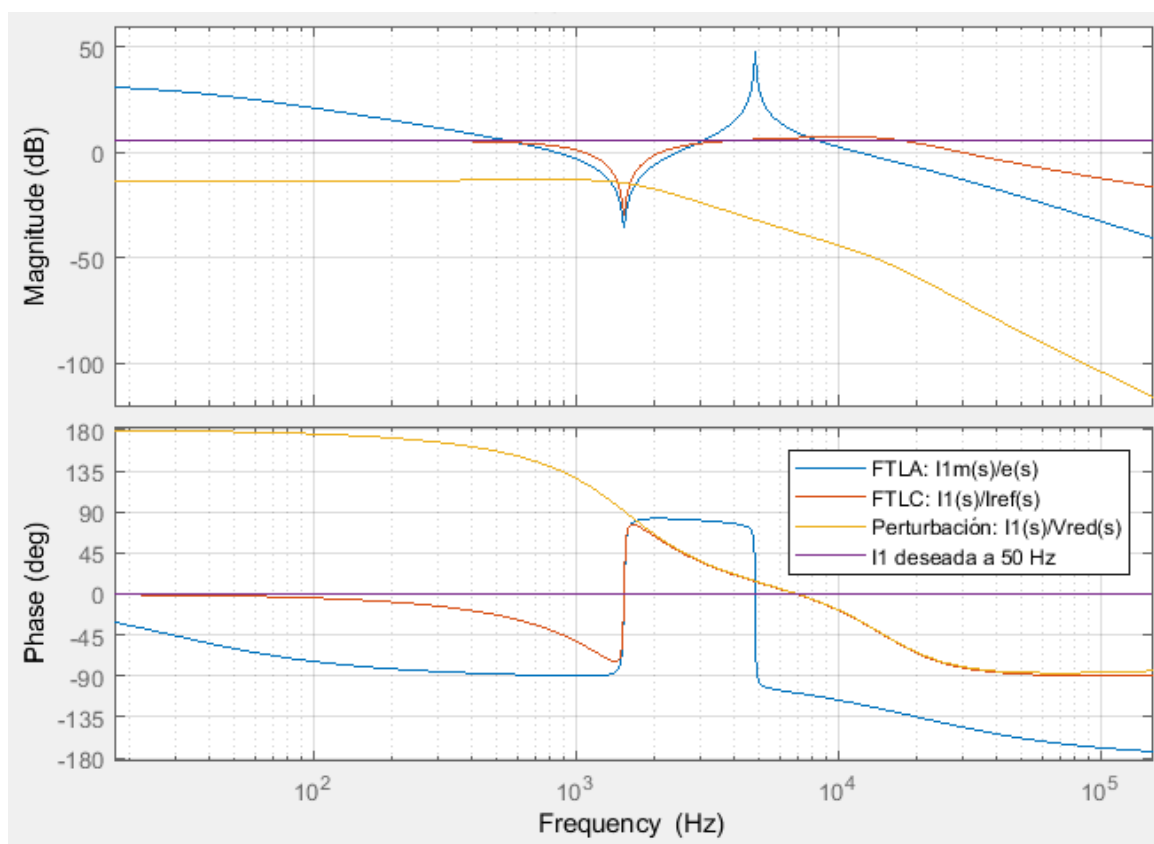
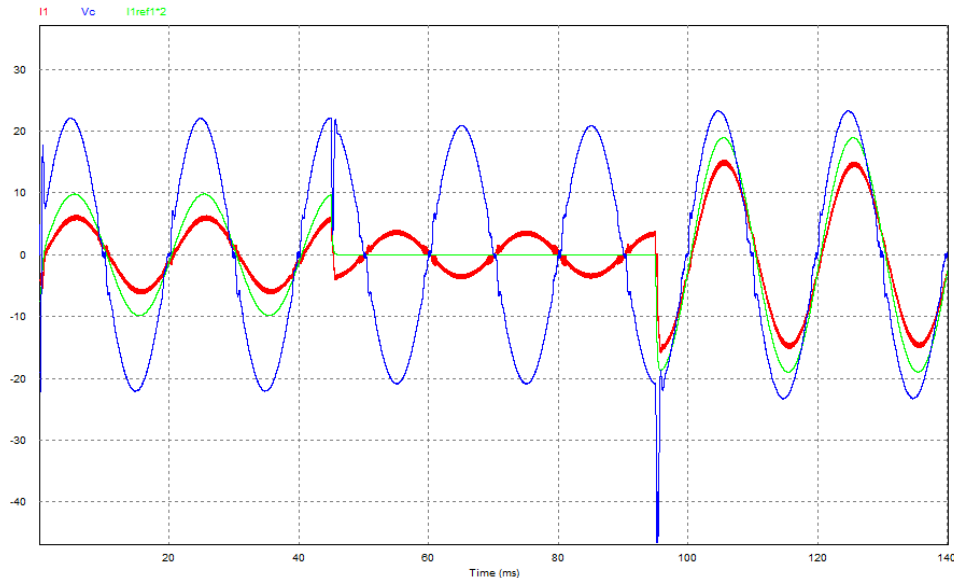


Figura 4.7: Diagramas de bode del lazo de corriente con controlador proporcional. Función de transferencia en lazo abierto (azul), función de transferencia en lazo cerrado (naranja), perturbación de la red (amarillo) y referencia a 50 Hz deseada (morado).

Para comprobar el correcto funcionamiento del lazo, el siguiente paso consiste en simular el caso seleccionado (tabla 4.1). Para ello, se recurre al simulador PSIM (ver fig. 4.8).



*Figura 4.8: Simulación del lazo de corriente con controlador proporcional. Tensión en el condensador (azul), corriente en la bobina (roja) y corriente de referencia x2 (verde).*

Con el condensador acoplado a la red, se fija 7 A eficaces de referencia. No obstante, resulta que la corriente en la bobina presenta un considerablemente menor. Esto es debido a la perturbación de la red, la cual es demasiado fuerte como para ser rechazada totalmente. Como esta se encuentra desfasada unos 180 grados, su efecto es equivalente a la reducción en la amplitud.

En el cuarto ciclo de red, se introduce un escalón en la referencia pasando a 0 A eficaces. Se observa como el sistema reacciona rápidamente debido a su gran ancho de banda. Aunque provoca algunas oscilaciones en la tensión del condensador. Tras el transitorio, se hace patente la magnitud de la perturbación que como puede verse, es independiente de la corriente en la bobina.

Por último, se introduce otro escalón de referencia, esta vez a corriente nominal. El sistema continúa reaccionando rápidamente aunque en este caso, las oscilaciones en el condensador muestran elevados picos de tensión que podrían ser peligrosos para su funcionamiento.

Si se analizan estas oscilaciones se tiene que la primera (45ms) sucede a unos 1400 Hz y la segunda (95ms) a 4500Hz, aunque luego se superpone con las de 1400 Hz. Estos valores coinciden con las frecuencias de resonancia entre  $L_2$  y C, y entre el paralelo de las bobinas y C respectivamente. En cuanto a la primera, es normal que suceda ya que una vez obtenido el lazo de corriente, el convertidor pasa a comportarse como una fuente de corriente, la cual excitando a  $L_2$  y C con el escalón de corriente (ver fig. 4.9).

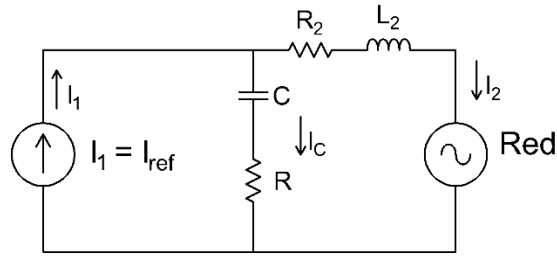


Figura 4.9: Circuito equivalente del convertidor con control de corriente.

En cuanto a la segunda resonancia, esta ha sucedido debido a que el sistema se ha saturado intentando alcanzar la nueva referencia. Es decir, la señal de control se encuentra sobremodulando y por tanto, el control deja de modular durante esos instantes. Por ello, se vuelve al sistema original en el que se acoplan dos fuentes de tensión (ver fig. 4.2).

En cuanto a la amplitud de las oscilaciones, estas se pueden estudiar a través de la funciones de transferencia que relacionan la tensión en el condensador,  $V_C$ , con  $I_1$  a través de la impedancia paralelo de  $C$  y  $L_2$ . Para la resonancia a 1400Hz, se utiliza la función de transferencia en lazo cerrado de  $I_1$  respecto de  $I_{REF}$ ,  $G_{LC}$  (ecuación 4.7); y para la de 4500Hz basta con aplicar la función de transferencia en lazo abierto  $G_{VCT}$  (ecuación 4.8).

$$V_{C\ 1400Hz} = \frac{sL_2}{s^2CL_2 + 1} G_{LC} I_{REF} \quad (4.7)$$

$$V_{C\ 4500Hz} = \frac{sL_2}{s^2CL_2 + 1} G_{VCT} I_{REF} \quad (4.8)$$

En la figura 4.10 se puede ver como la resonancia entre el trafo y el condensador puede alcanzar hasta 22 dB respecto a la corriente de referencia, lo cual explica el pronunciado pico de tensión.

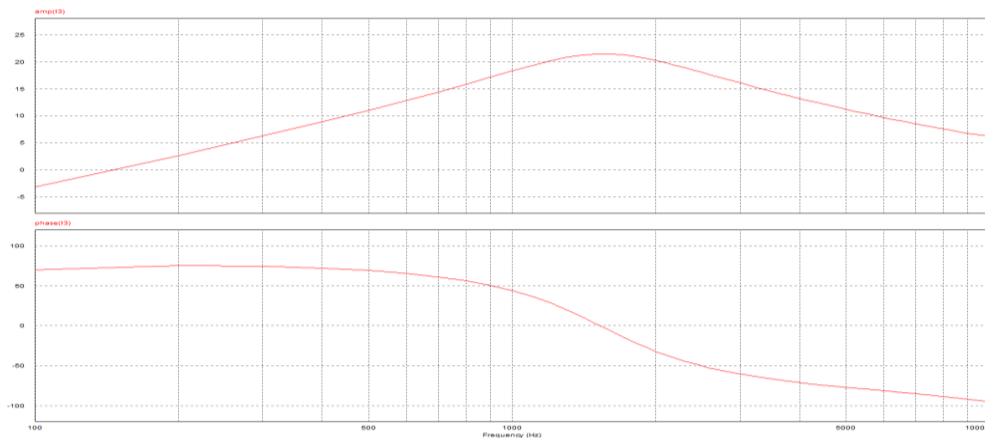


Figura 4.10: Diagrama de Bode  $V_C$  respecto  $I_{REF}$ . Ganancia (arriba), fase (abajo).

#### 4.1.2.2. Controlador proporcional con modificación de la referencia

En el apartado anterior se ha estudiado el uso del controlador proporcional aunque se ha visto que no es capaz de eliminar satisfactoriamente la perturbación de red. No obstante, se comprueba que dicha perturbación es constante a la frecuencia de red (ver fig. 4.7), por lo que se deduce que para eliminarla bastaría con aumentar el valor de la referencia en esa misma proporción. Para ello, se propone un nuevo esquema de lazo de control en el que se implementa esta característica (ver fig. 4.11). En él, se introducen nuevos elementos:

- **Sensor de tensión de red  $F_c$ :** Este sensor es indispensable para transformar la referencia en valor eficaz de corriente a su equivalente senoidal y para sincronizarse con la red. De hecho, este se encuentra en todos los demás esquemas de control aunque se ha obviado. La ganancia se establece como 1:230 de forma que su amplitud pico sea raíz de 2.
- **Constante de la perturbación  $K_c$ :** Esta constante es la que se añadirá en valor eficaz a la corriente de referencia para contrarrestar el efecto de la perturbación. Su valor se puede extraer de la función de transferencia de tensión de red respecto de la referencia de corriente,  $G_{RED}$ , evaluada en 50Hz (ecuación 4.9). Nótese que el factor de 2 corresponde con la ganancia del sensor de corriente

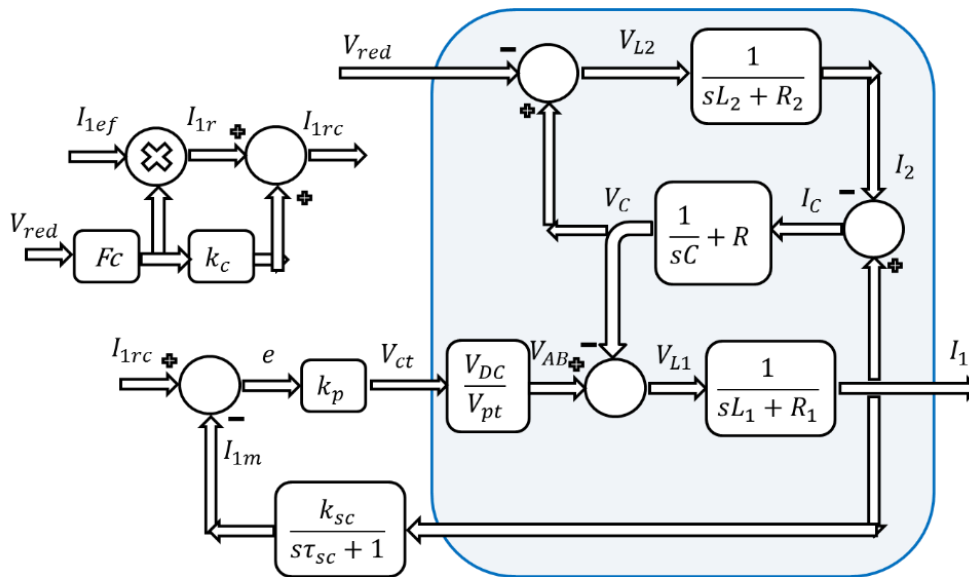
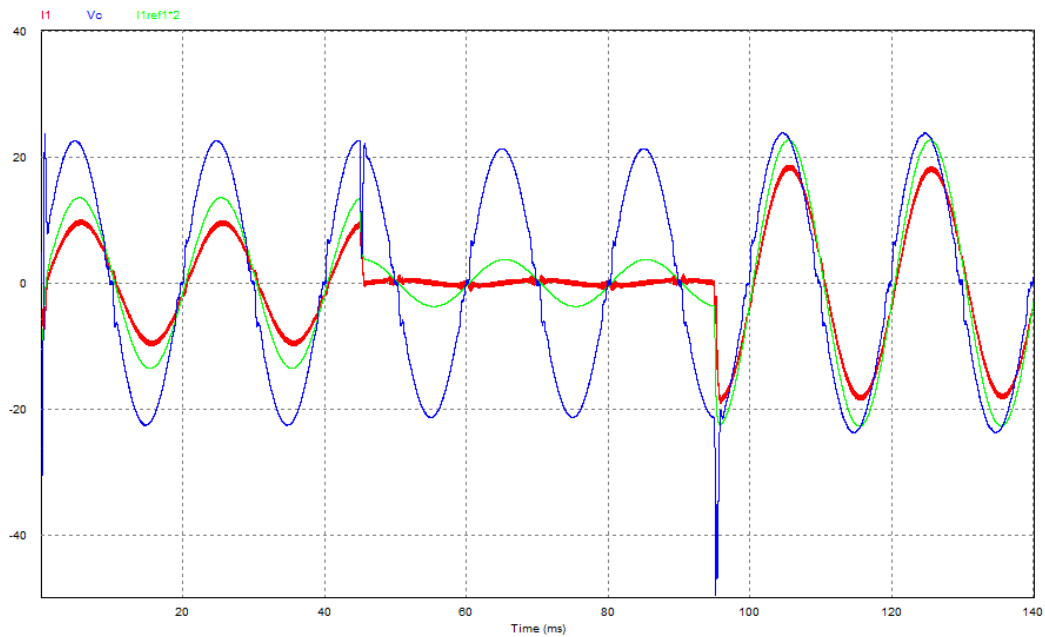


Figura 4.11: Lazo cerrado con modificación de la referencia.

$$K_c = \frac{1}{2} 10^{\frac{G[dB]}{20}} \quad (4.9)$$

La ventaja de este sistema es que su incorporación no es costosa económicamente ya que se podría implementar de forma digital a través del microprocesador que posteriormente se usará para el lazo de tensión.

Para comprobar el correcto funcionamiento de la estrategia se escoge el controlador usado en el apartado 4.1.2.1 y se calcula el valor del compensador. Para ello se debe determinar la amplitud de la perturbación (ver tabla 4.1) y aplicando la ecuación 4.3, se obtiene que su valor debe de ser de (nótese que se debe transformar en decibelios, -15.9 dB) de 2.65 A<sub>ef</sub>. El resultado de la simulación se observa en la figura 4.12.



*Figura 4.12: Simulación del lazo con modificación de la referencia. Tensión en el condensador (azul), corriente en la bobina (roja) y corriente de referencia compensada (verde).*

Como se puede comprobar, al utilizar el mismo lazo de control que el anterior, la respuesta es idéntica. Es decir, el tiempo de respuesta es el mismo, las resonancias en la tensión del condensador siguen sucediendo y el desfase entre las diferentes formas de onda son iguales. Lo único que ha cambiado es el rechazo a la perturbación que en este caso es muy elevado. Aunque como se puede observar para lograrlo el lazo de control está intentado seguir una referencia no nula (intervalo 45 a 95ms).



#### 4.1.2.3. Controlado Proporcional Integral

La estrategia de modificación de la referencia consigue eliminar la perturbación aunque requiere tener bien determinada la magnitud de la perturbación de red. Por eso, como última opción se estudia si la adición de un término integral al controlador podría ser capaz de mejorar la respuesta del sistema sin tener que recurrir a la segunda opción. Para ello, se usa la misma planta simplificada que la usada para el diseño del controlador proporcional (ver fig. 4.6). Con esta modificación la función de transferencia en lazo abierto quedaría tal y como se muestra en la ecuación 4.10. En ella,  $T_n$  corresponde a la constante de tiempo de la parte integral.

$$\frac{I_{1med}(s)}{e(s)} = \frac{K_p V_{DC} K_{SC} (sT_n + 1)}{s^2 T_n L_1 (s\tau_{SC} + 1)} \quad (4.10)$$

Para obtener los parámetros del controlador en función del margen de fase deseado, estos se despejan de la ecuación 4.10. A diferencia que en el anterior caso, ahora se tienen dos grados de libertad por lo que existen distintas formas de resolverlo. En este caso, se sigue la siguiente metodología:

1. Se especifica el producto  $T_n \cdot \omega_{ci}$ . Se trata de la relación entre la frecuencia de corte de la parte integral del controlador y la frecuencia de corte del lazo abierto. Como se desea que esta solo actúe a bajas frecuencias, que es donde está la perturbación, se le da un valor de 10 que corresponde con una década. De esta forma se consigue desacoplar ambas frecuencias para que no interfieran una con la otra.
2. Se escoge un margen de fase y con él se obtiene la frecuencia de corte del lazo.
3. Se procede a calcular primero la constante de tiempo, y después, la constante proporcional.

De igual manera al apartado anterior, se obtiene la tabla 4.2 con los datos más relevantes del lazo de control. Para ello, se ha mantenido la bobina en 60μH y el condensador a 20μF.

Kp	Tn [μs]	MF [°]	FTLC $I_1(s)/I_{ref}(s)$			Perturbación $I_1(s)/V_{red}(s)$	
			Fcut [kHz]	G50Hz [%ref]	θ50Hz [°]	G50Hz [%ref]	Fase50 Hz [°]
5,25	82	46	43,8	100,22	0,03	1,75	262
3,18	120	54	28,1	100,34	-0,02	2,47	263
1,91	180	61	23,9	100,57	-0,09	3,88	264

Tabla 4.2: Parámetros del lazo de corriente con controlador PI.

Como puede verse, se observan notables mejoras en cuanto al seguimiento de la referencia (llegando incluso a rebasarla ligeramente) y rechazo a la perturbación. Además, se consigue rebajar un poco el ancho de banda del lazo cerrado, lo cual es bueno para evitar la

amplificación de ruidos externos. En la figura 4.13 se muestra los diagramas de Bode de las distintas funciones de transferencia involucradas para la opción escogida de la tabla 4.2.

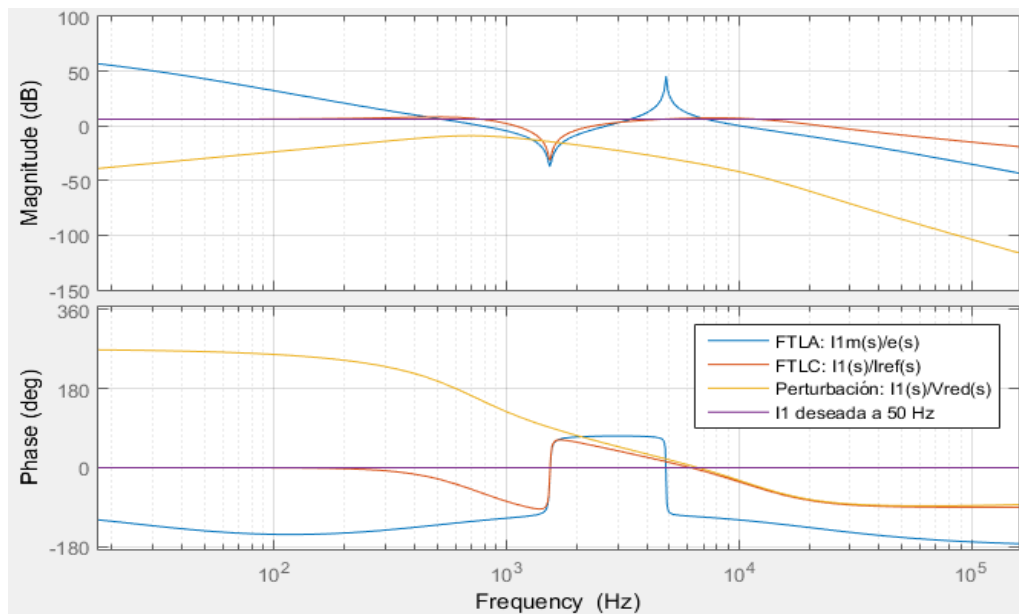


Figura 4.13: Diagramas de bode del lazo de corriente con controlador PI. Función de transferencia en lazo abierto (azul), función de transferencia en lazo cerrado (naranja), perturbación de la red (amarillo) y referencia a 50 Hz deseada (morado).

Por último, falta por simular el lazo escogido para comprobar su funcionamiento. El resultado se muestra en la figura 4.14.

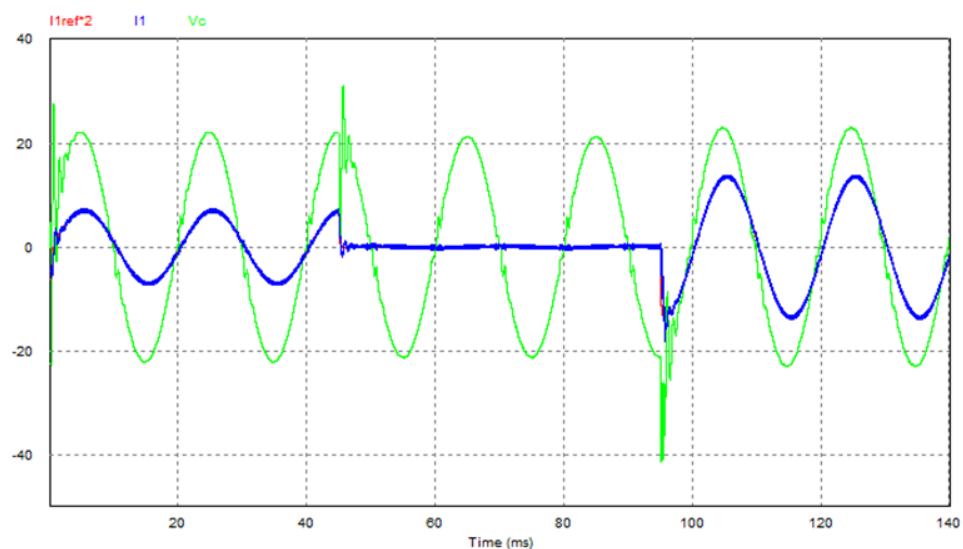


Figura 4.14: Simulación del lazo con controlador PI. Tensión en el condensador (verde), corriente en la bobina (azul) y corriente de referencia x2 (roja).

Como era de esperar, gracias a la acción integral el sistema rechaza bastante mejor la perturbación. De hecho, en la figura 4.14 ni siquiera se aprecia la referencia ya que se encuentra superpuesta a la corriente medida. No obstante, este sufre resonancias de mayor duración pero de la misma amplitud. Aunque esto es normal, ya que se trata de un lazo más lento por lo que tarda más tiempo en seguir los cambios de referencia.

#### 4.1.2.4. Elección del lazo y simulación en todos los modos

Una vez estudiados los tres casos propuestos, se elabora la tabla 4.3 con el resumen de las ventajas y desventajas de cada una de las opciones. La primera opción aunque es la más sencilla, no es capaz de rechazar la perturbación por lo que se desecha. En cuanto a la opción de la modificación de la referencia, esta sí que la rechaza aunque a costa de reducir la robustez del lazo. La única opción que cumple todos los requisitos de diseño es la del controlador proporcional-integral por lo que finalmente se escoge esta.

##### Controlador Proporcional-Integral

Estrategia	Proporcional	Proporcional-Integral	Modificación de la referencia
<b>Pros</b>	Sencillo y Robusto	Sencillo y robusto con rechazo perturbación	Elevado rechazo de la perturbación e implementación digital
<b>Contras</b>	Bajo rechazo de la perturbación	Mayor saturación ante transitorios bruscos	Poco robusto

Tabla 4.3 Comparativa de las diferentes estrategias.

El siguiente paso es ratificar su correcto funcionamiento en todos los modos de funcionamiento del convertidor. Hasta ahora solo se ha estudiado el modo de inyección a red desde módulo FV, pero falta hacer lo mismo para la inyección a red desde batería y para la carga de la batería desde la red o desde el módulo.

- **Modo Batería a Red**

El funcionamiento de este modo es similar al de “Módulo a Red”, a efectos del control solo cambia que la tensión del bus DC estará en torno a los 24V. De todas formas conviene comprobar si el controlador responderá adecuadamente ante este cambio de ganancia estática del lazo.

En la figura 4.15 se observa como el lazo funciona correctamente: El rechazo a la perturbación sigue siendo elevado y además, el seguimiento a la referencia es correcto. Por otra parte, el tiempo de estabilización es algo mayor como se puede observar en el segundo cambio de referencia a los 95ms. El tiempo en el que se mantienen las oscilaciones es más elevado, aunque por otra parte, su amplitud es menos elevada. Estos resultados son equivalentes al uso de un lazo más estable. Esto se debe a que al reducir la ganancia estática del sistema por disminución de la tensión DC, se ha reducido su ancho de banda y por tanto, su rapidez.

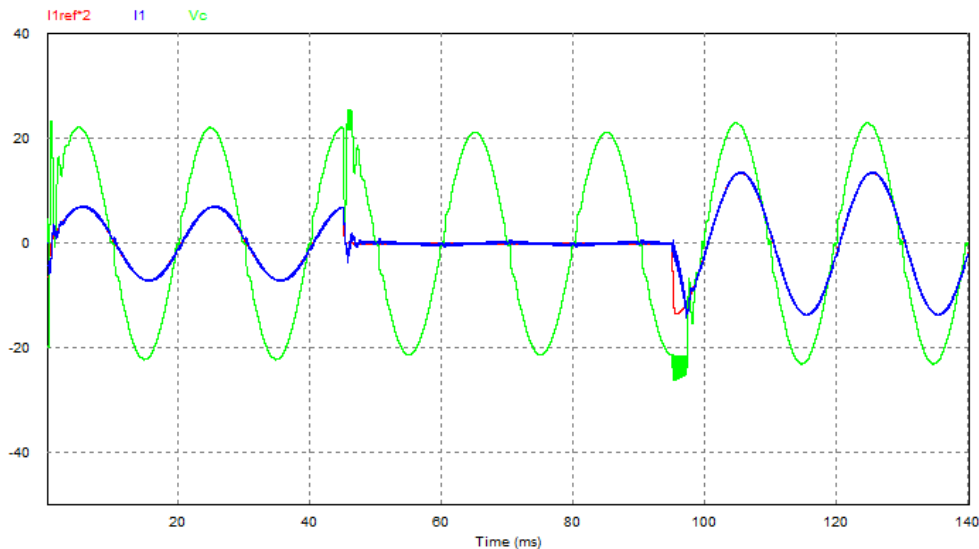


Figura 4.15: Funcionamiento en modo Batería a Red. Tensión en el condensador (verde), corriente en la bobina (azul) y corriente de referencia x2 (roja).

- **Modo Red a Batería**

Este modo es desde su aspecto técnico, prácticamente igual que el anterior (4.1.5.2). La única diferencia es que es necesario cambiarle la polaridad de la tensión de referencia para que en vez de inyectar potencia activa, la absorba.

En la figura 4.16 se simula su funcionamiento, en la cual se ve que no presenta un funcionamiento anómalo a los ya simulados anteriormente. Como curiosidad se observa que en las resonancias ante el cambio de referencia se dan entre el convertidor y el condensador y más tarde con el transformador. Es decir, el condensador se carga primero (o descarga) desde la batería y después desde la red hasta alcanzar la estabilidad.

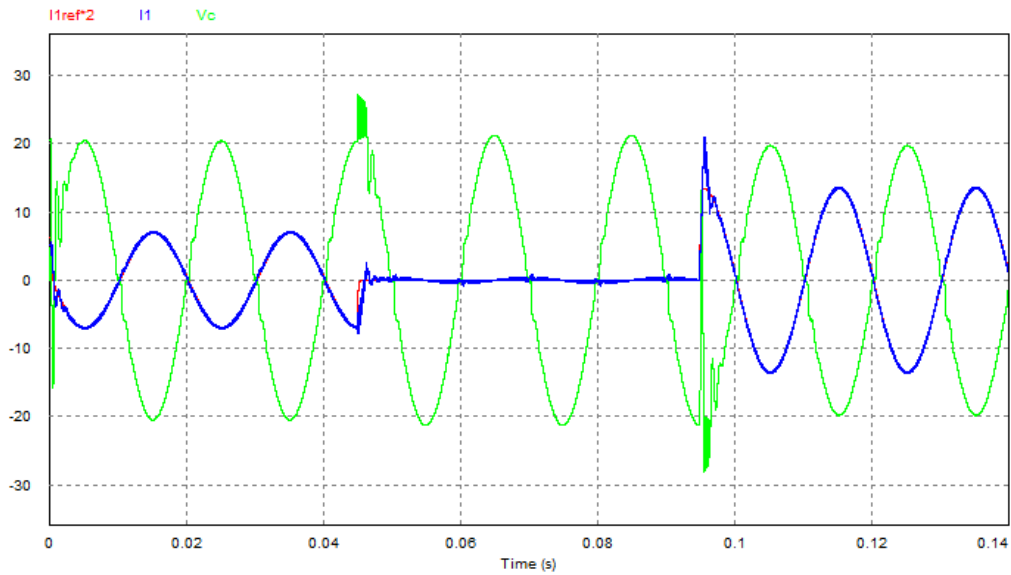


Figura 4.16: Funcionamiento en modo Batería a Red. Tensión en el condensador (verde), corriente en la bobina (azul) y corriente de referencia x2 (roja).

- **Modo Módulo a Batería**

Esta última modalidad es diferente a las demás debido a que a la salida no se trata de obtener una corriente alterna sino constante. Por otra parte, como el convertidor se encuentra aislado de la red, se cambia la planta del sistema al desaparecer la bobina del trafo. No obstante, ya se comprobó anteriormente (fig. 4.6) que en altas frecuencias se comporta como si solo estuviese la bobina de filtrado por lo que la planta es similar. Además, debido al PI la perturbación de la tensión de la batería debería ser rechazada totalmente tal y como lo hace con la tensión de red. Esto se corrobora mediante su simulación mostrada en la figura 4.17.

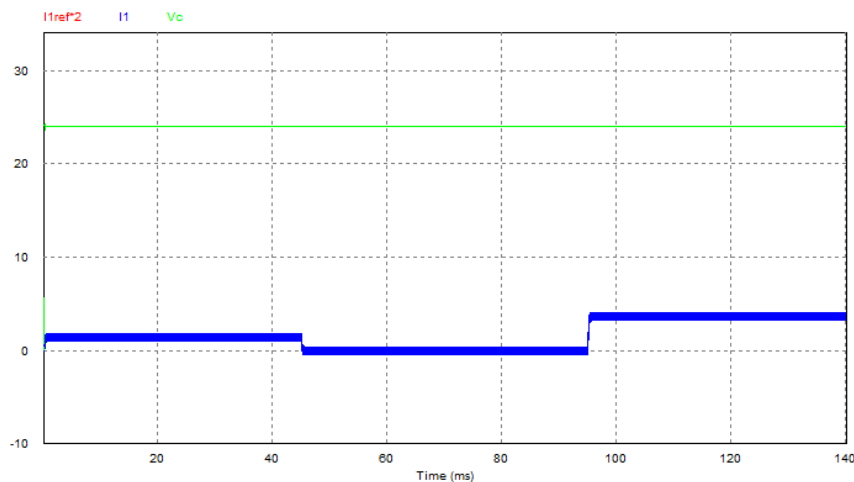


Figura 4.17: Funcionamiento en modo Módulo a Batería. Tensión en el condensador (verde), corriente en la bobina (azul) y corriente de referencia x2 (roja).

## 4.2. LAZO DE TENSIÓN DEL BUS DE CONTÍNUA

Dado que en ciertos modos de funcionamiento, se dispone de un módulo fotovoltaico a la entrada del convertidor, es interesante controlar su tensión para posteriormente implementar un algoritmo de MPPT. De lo contrario, no se aprovecharía el máximo rendimiento de la instalación. Además, puede ser necesario controlar la tensión de la batería.

### 4.2.1. Modelo de la planta

Para controlar la tensión del bus de continua, se utiliza un condensador colocado en paralelo tal y como se muestra en la figura 4.18. Por tanto, la tensión del bus equivale al estado de carga del condensador el cual a su vez se controla mediante la corriente absorbida por el convertidor ( $I_{DC}$ ). Nótese que el módulo se comporta como una fuente de corriente continua y constante ( $I_{ext}$ ) por lo que aquella que no absorbe el convertidor, será absorbida por el condensador ( $I_C$ ).

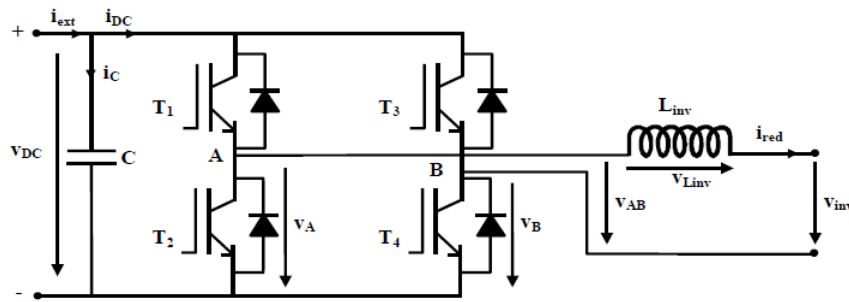


Figura 4.18: Esquema del convertidor [39].

Por otra parte, se sabe por el balance de potencias, que la corriente que absorbe el convertidor es proporcional a la corriente en valor eficaz de la salida ( $I_{ef}$ ). Por tanto, la tensión del bus se puede controlar actuando sobre la referencia del lazo de corriente. Además, como el lazo cerrado de corriente a bajas frecuencias depende principalmente de la ganancia del filtro (ver fig. 4.6), se establece una relación entre la tensión del bus y la corriente de referencia. Con ello, se modela la planta la cual se muestra en la figura 4.19.

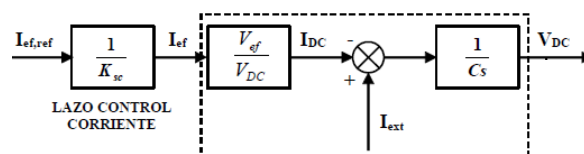


Figura 4.19: Modelo en frecuencia de la planta para el lazo de tensión [39].

#### 4.2.2. Estrategia de control

Como la referencia es de tipo escalón, el error se puede eliminar al completo utilizando un controlador de tipo proporcional-integral [40]. Por ello, se establece un lazo cerrado similar al utilizado en el lazo de corriente (ver fig. 4.20). Nótese que se desprecia el efecto de la resistencia parásita del condensador.

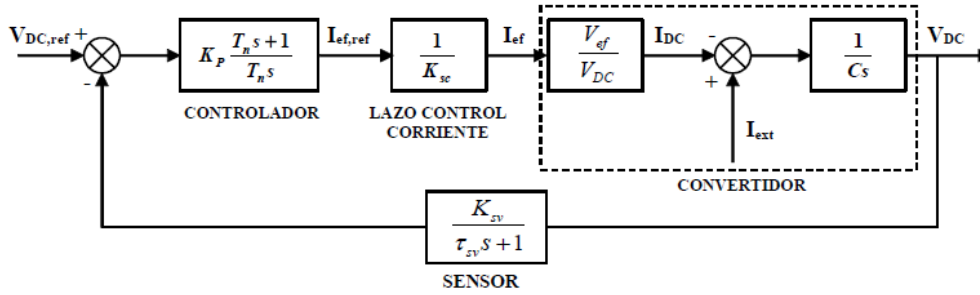


Figura 4.20: Esquema del lazo de control [39].

Para el diseño del controlador primero se estudia la función de transferencia en lazo abierto (ecu. 4.11). Nótese que es similar a la ecuación 4.10 utilizada para el diseño del PI del lazo de corriente. Tan solo cambian algunos parámetros.

$$\frac{V_{DCmed}(s)}{e(s)} = \frac{K_p V_{ef} K_{SV} (sT_n + 1)}{s^2 T_n V_{DC} K_{SC} C (s\tau_{SV} + 1)} \quad (4.11)$$

En donde:

- $V_{DC}$  Tensión el bus DC [V]
- $K_{SC}$  Ganancia del sensor de corriente [V/A]
- $K_{SV}$  Ganancia del sensor de tensión[V/V]
- $C$  Capacidad del condensador [F]
- $V_{ef}$  Tensión eficaz a la salida del convertidor [V]
- $K_P$  Constante proporcional
- $T_n$  Constante integral [s/rad]
- $\tau_{SV}$  Constante de tiempo del sensor de tensión[s/rad]

Con estos datos ya solo falta calcular los parámetros. Como punto de partida se establecerán las siguientes condiciones.

- **Ganancia del sensor de tensión:** Como posteriormente se va a implementar de forma digital, no requiere ser escalada para su análisis.
- **Frecuencia de corte el sensor de tensión:** Para filtrar las oscilaciones a 100Hz en el bus, este se tomará una década por debajo.

- **Tensión del bus:** Su valor puede oscilar de entre los 22V a los 46, por ello se toma su valor medio pero que también este cercano al punto de máxima potencia: 35V.

No obstante, para la obtención de los parámetros del controlador, esta vez se recurrirá a otro método ya que el ancho de banda de este lazo es muy reducido y si se intentara desacoplar la parte integral del lazo quedaría una respuesta muy lenta. Por ello, se comienza fijando la frecuencia de corte del lazo y el margen de fase a 45° y 5 Hz respectivamente para mantener la estabilidad del lazo sin hacerlo demasiado lento. De esta forma, se obtiene la constante integral (ecu. 4.12).

$$T_n = \frac{\tan(\text{atan}(\omega_{CV}\tau_{SV}) + MF)}{\omega_{CV}} \quad (4.12)$$

En donde:

- $\omega_{CV}$  Frecuencia de corte del lazo de tensión [rad/s]
- $T_n$  Constante integral [s/rad]
- $MF$  Margen de fase [rad]
- $\tau_{SV}$  Constante de tiempo del sensor de tensión [s/rad]

Tras ello, falta por calcular el parámetro proporcional del controlador. Este se obtiene despejándolo de la función de transferencia en lazo abierto a la frecuencia de corte (ecu. 4.13).

$$K_P = \frac{\omega_{CV}^2 T_n V_{DC} K_{SC} C \sqrt{\omega_{CV}\tau_{SV} + 1}}{V_{ef} K_{SV} \sqrt{\omega_{CV}T_n + 1}} \quad (4.13)$$

Siguiendo el mismo proceso se repiten los cálculos para diferentes márgenes de fase y frecuencias de corte. En la tabla 4.4 se muestran los resultados obtenidos. Por otra parte, en la figura 4.21 se muestra diagrama en frecuencias del caso del margen de fase a 35°.

Kp	Tn	MF [°]	F <sub>CORTE</sub> [Hz]	BW [Hz]
0,81	0,21	55	5	10.5
0,77	0,09	45	5	10.5
0,93	0,06	35	6	12.5

Tabla 4.4: Diferentes parámetros del controlador PI del lazo de tensión.



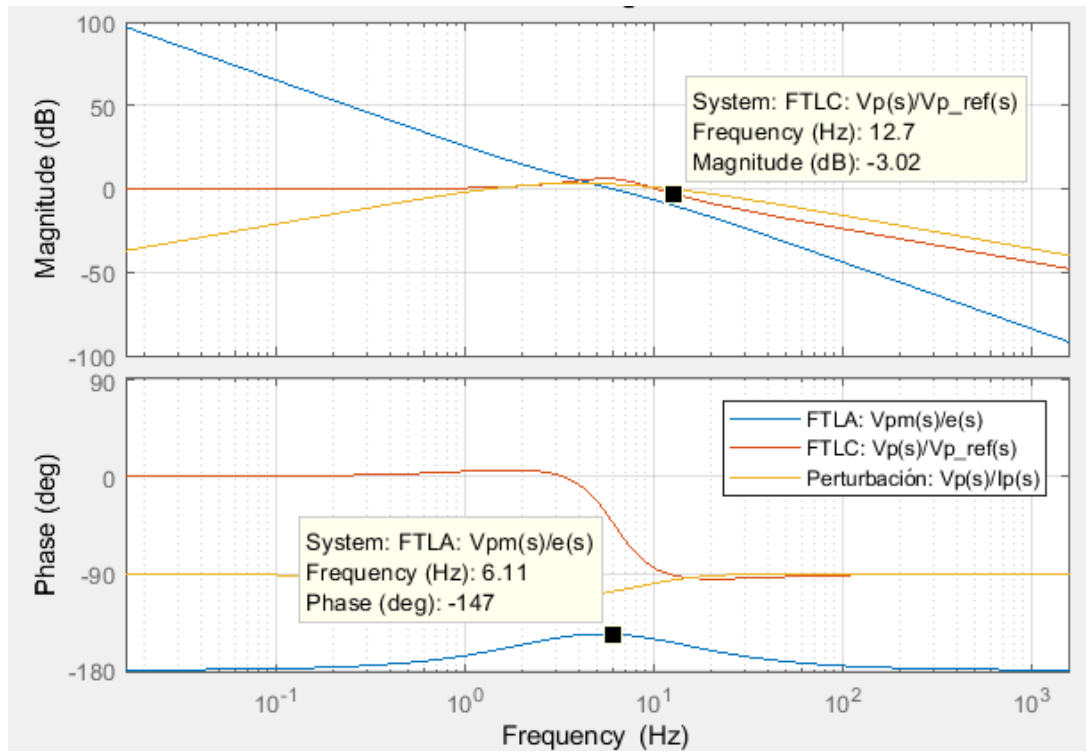


Figura 4.21: Diagramas de bode de la planta de tensión.

Al igual que en el apartado de diseño del lazo de corriente, se simula el lazo para comprobar su funcionamiento mostrando la tensión de referencia y la tensión medida en el condensador del bus (fig. 4.22).

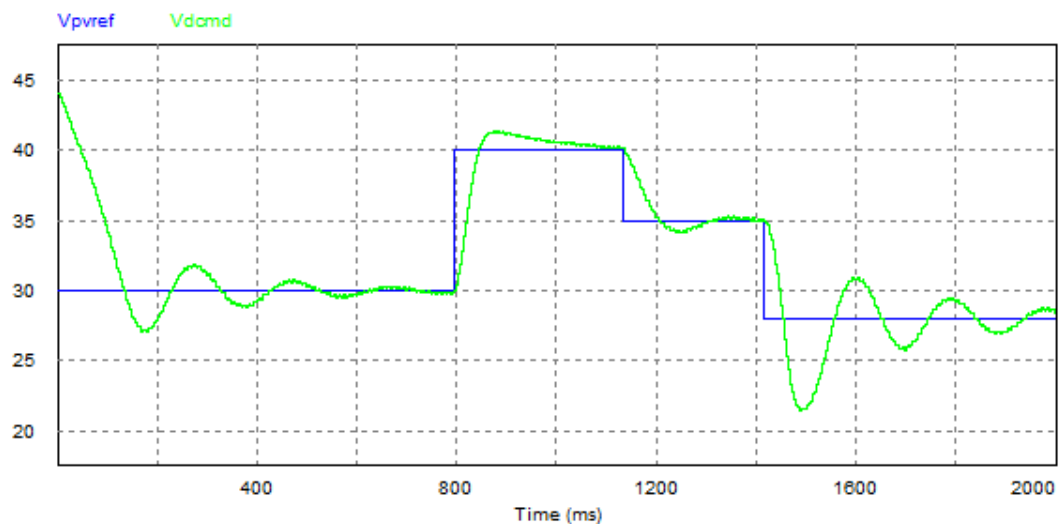


Figura 4.22: Simulación del lazo de tensión para  $K_p=0.93$  y  $T_n=0.06$ . Tensión de referencia (azul), Tensión medida (verde).

Como puede verse, la amplitud de las oscilaciones y el tiempo de estabilización del sistema cambian en función del valor de la referencia. La razón de este fenómeno se encuentra en la influencia que ejerce la perturbación (la corriente del módulo) sobre la tensión de bus. Como para realizar la simulación de la figura 4.22 se ha utilizado el modelo del panel FV, se tiene que la corriente proporcionada por este, varía en función de la tensión en sus bornes. Como el módulo se encuentra directamente conectado a los bornes del condensador, entonces diferentes tensiones en él conllevan que proporcione diferentes valores de corriente. Es decir, la perturbación varía en función de la tensión del condensador y por tanto, la respuesta del sistema

En la fig. 4.23 se muestra una simulación similar a la realizada en la fig. 4.22 solo que en este caso se ha sustituido el módulo por una fuente constante de corriente. Como puede verse, el tiempo de estabilización y la amplitud de las oscilaciones se mantienen constante ante diferentes valores de referencia.

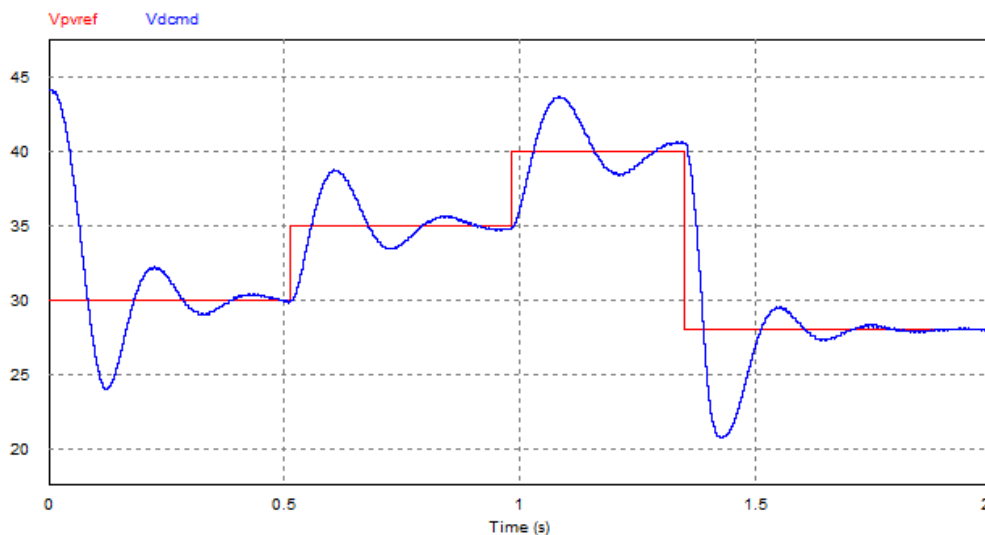


Figura 4.23: Simulación del lazo de tensión para  $K_p=0.93$  y  $T_n=0.06$  con fuente DC. Tensión de referencia (azul), Tensión medida (verde).

### 4.3. MPPT

Con el fin de extraer la máxima energía posible del módulo FV, es necesario utilizar un sistema de seguimiento de máxima potencia o MPPT. Esto se debe a que el módulo por si solo tiende a estabilizarse en un punto de trabajo arbitrario, el cual difícilmente coincidirá con el punto óptimo.

En la curva de funcionamiento del módulo (fig. 4.28) se observa como para cada condición externa de funcionamiento existe un único punto (señalado como un punto blanco) en el que puede producir su máxima potencia. Este punto se controla adecuando la tensión en bornes del módulo, siendo este el principio de funcionamiento del MPPT a utilizar.

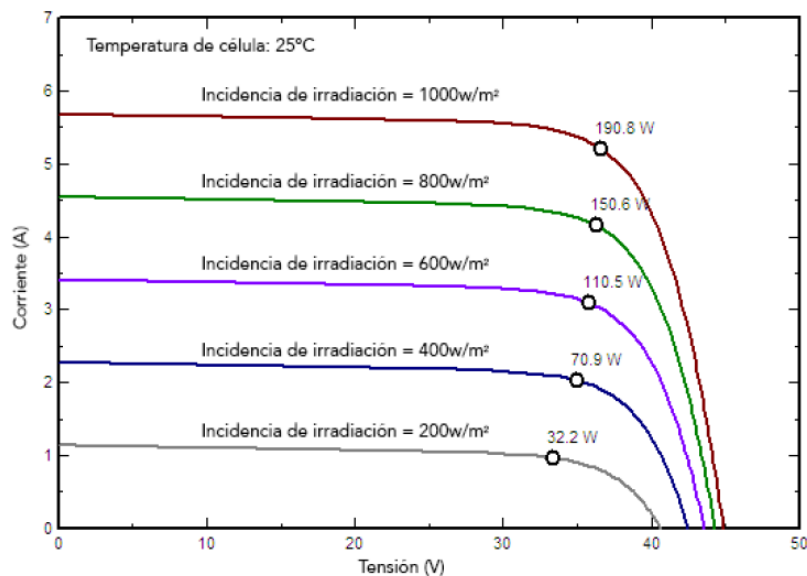


Figura 4.24: Curva de funcionamiento del módulo RED190-72P [anexo 8.4].

Existen varias estrategias para lograr este objetivo. En este caso se utiliza el algoritmo *Perturbar y Observar* (ver fig. 4.29). Su funcionamiento se basa en monitorizar la potencia que está produciendo el módulo en función de diferentes referencias de tensión. El salto entre las diferentes referencias se realiza mediante una perturbación que se trata de un pequeño cambio en su valor. Para decidir si la perturbación debe ser positiva o negativa se comprueba que la potencia producida es mayor o menor que con la anterior referencia.

Por tanto, los parámetros más importantes que definan el algoritmo son el tiempo de espera entre cada perturbación y el valor de la misma. El primer valor se obtiene del tiempo de estabilización de lazo de tensión, debiendo ser este algo mayor. En cuanto al segundo, deberá ser un compromiso entre la rapidez con la que se desea hallar el punto de máxima potencia y la anchura de la banda de histéresis alrededor del mismo.

Para obtener una primera aproximación del tiempo de espera, se recurre a la fig. 4.22 en la que se puede ver el tiempo de estabilización de la planta. Como el peor caso se encuentra en unos 800ms, se tomará ese mismo valor como punto de partida. En cuanto al valor de la banda de histéresis, esta se fijará en 0.3V.

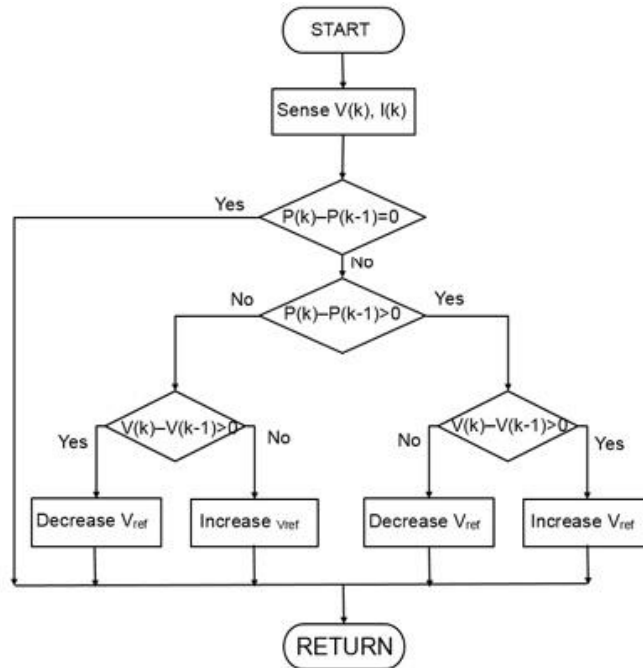


Figura 4.25: Algoritmo Perturbar y Observar [41]

En cuanto a la forma de medir las variables, la tensión del bus DC se obtiene directamente del sensor. La corriente del módulo, en cambio, no es accesible por lo que se debe estimar de alguna manera. De hecho la única corriente medida en todo el convertidor es la de la bobina de filtrado, por lo que esta deberá utilizarse como punto de partida.

Aplicando el balance de potencias sin pérdidas a ambas vertientes del convertidor se obtiene que en valor medio cuadrático, la corriente que proporciona el módulo es proporcional a la que circula por la bobina. Por tanto, aunque no conozcamos la potencia que está produciendo el módulo, sí que tendremos un valor proporcional. Como solo interesa su tendencia o dicho de forma más matemática, su derivada; con este valor es suficiente.

Para obtenerlo, simplemente se medirá la corriente en diversos puntos de uno de sus ciclos y con la ayuda del microprocesador se calculará su media cuadrática.

# CAPÍTULO 5

---

## DISEÑO DE LA CIRCUITERÍA

### RESUMEN

Una vez diseñada la estructura de control del convertidor el último paso previo a su montaje es de diseñar el circuito que cumpla los requerimientos. Para ello, se buscaran componentes cuyas características se ajusten a las necesidades técnicas manteniendo los costes lo más bajo posible.

Para la parte de potencia se diseñará una PCB que albergará el puente H, filtros, drivers, LEM y relés. Tan solo será necesario enviar las órdenes de disparo y la alimentación de los integrados.

En cuanto a la placa de señal esta integrará en una placa de prototipo todos los circuitos incluyendo el microprocesador y los interruptores.

## 5.1. CLASIFICACIÓN EN SUBCIRCUITOS

Debido a la gran cantidad de componentes de los que dispone el convertidor, conviene que antes de nada se realice una subdivisión de todas las partes involucradas. De esta forma se obtiene una idea clara de cada apartado y permite abordar el diseño de forma más ordenada. La clasificación de los diversos subcircuitos se muestra gráficamente en la figura 5.1. Además, se aprovecha para mencionar que el orden de diseño de estos se realizará según la enumeración mostrada mientras que las flechas indican el sentido de la señales en el circuito.

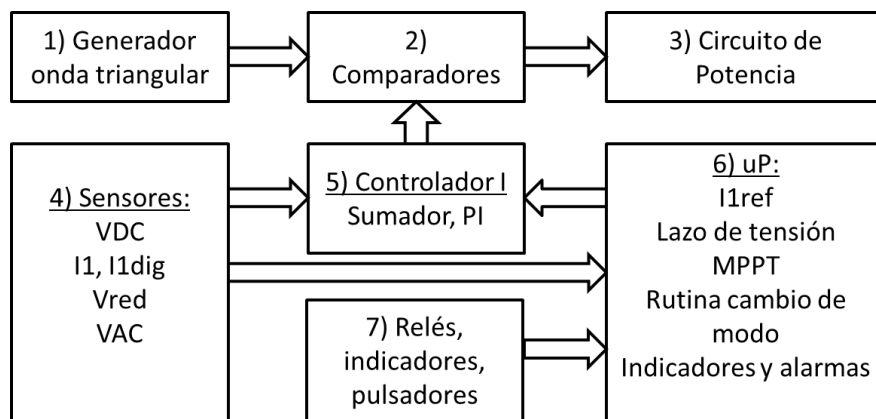


Figura 5.1: Clasificación de los subcircuitos del convertidor.

Como puede verse, la estructura del convertidor se divide en un circuito de potencia (3) y en un circuito de señal para su control. Los elementos necesarios para implementar el lazo de control se diseñan de forma analógica por lo que se requiere un circuito para generar la onda portadora (1), otro para los comparadores que generen la modulación unipolar (2), un sumador de señales y un controlador PI (5). En cuanto al lazo del control, este se implementa de forma digital por lo que se utiliza un microprocesador, uP (6). Por ello, se requiere acondicionar las variables medidas para ser introducidas en el uP (4). Por último, se utilizan varios indicadores y pulsadores (7) para facilitar la interfaz con el convertidor.

## 5.2. GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR

Como ya se ha establecido anteriormente, la frecuencia de conmutación es de 100kHz por lo que es necesario un generador de onda triangular con esa frecuencia. Para la generación de la onda triangular correspondiente se recurre al circuito típico conformado por un disparador Schmitt realimentado con un circuito integrador inversor. El disparador se trata de un circuito comparador con histéresis por lo que genera una onda cuadrada. Con ella se

alimenta un circuito integrador que la transforma en una rampa de pendiente opuesta a la polaridad de la señal de entrada. Dicha rampa se introduce en el disparador Schmitt haciendo que, por su efecto de histéresis, cuando alcance cierto valor se repita el proceso pero con la polaridad opuesta en ambas señales.

De esto se deduce que el valor pico de la señal triangular corresponde a la banda de histéresis del disparador, el cual viene dado por la ecuación 5.1, donde  $V_{SAT}$  es 13.5. Por otra parte, la pendiente de la rampa está asociada a la frecuencia de la señal en donde influyen los parámetros del integrador según la ecuación 5.2 [42].

$$V_{pt} = V_{sat} \frac{R_3}{R_2} \quad (5.1)$$

$$f = \frac{R_3}{4 R_1 R_2 C} \quad (5.2)$$

Estas ecuaciones conllevan a multitud de soluciones posibles. De todas ellas se ha escogido una en la que las resistencias sean lo suficientemente grandes para limitar el consumo energético pero que a la vez no introduzcan ruidos por agitación térmica de los electrones. Los resultados se han simulado y se muestran en la figura 5.2.

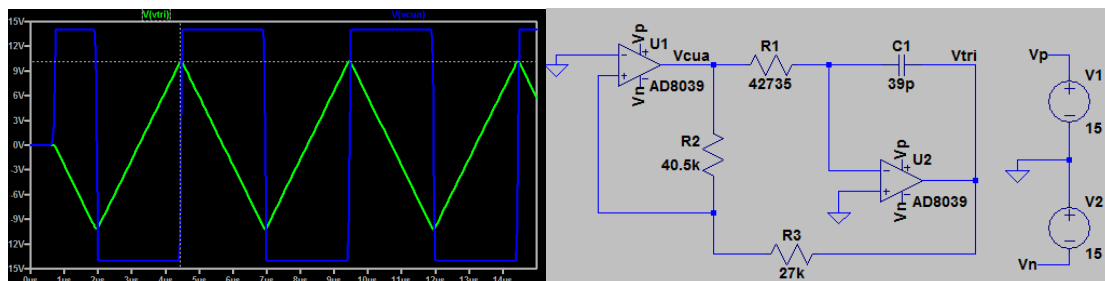
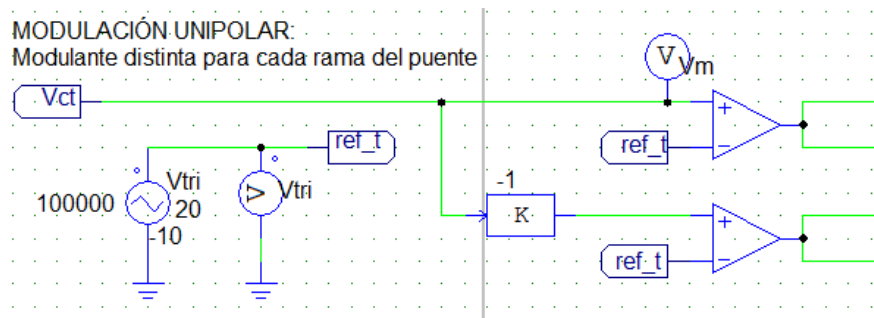


Figura 5.2: Simulación del generador de onda triangular.

En cuanto a las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  (fig. 5.2), estas deberán ser sustituidas por potenciómetros debido a sus valores no-normalizados para obtener el valor exacto de resistencia. En cuanto a los amplificadores a utilizar, estos se deben escoger de tal forma que tengan una respuesta suficientemente rápida para poder reproducir la onda fielmente. Para el integrador, se tiene en cuenta que la descomposición de Fourier de la onda triangular abarca frecuencias de hasta el décimo armónico para su precisa reproducción. Este armónico se encuentra a 1MHz por lo que ese mismo valor será el que se use como referencia de ancho de banda del operacional. En cuanto al comparador por histéresis, este se debería procurar que tuviera una respuesta lo suficientemente rápida para que no se note el tiempo de subida. Este valor se establece como el 1% del periodo de la onda triangular, lo cual establece un tiempo de respuesta de 100ns.

## 5.3. COMPARADORES

Puesto que se utiliza una modulación unipolar, se requiere de dos comparadores. Cada uno de ellos genera, a partir de una señal modulante correspondiente y la triangular, la función de conexión de las ramas de transistores. Una de las modulantes proviene directamente del control de corriente mientras que la otra debe invertirse por lo que se requiere un buffer inversor (ver fig. 5.3 y anexo 9.8.2).



*Figura 5.3: Esquema de la modulación unipolar.*

En cuanto al buffer, su diseño es sencillo y se puede ver en el esquemático del anexo 9.8.1. No obstante, para los comparadores se debe de tener en cuenta que deben de soportar una entrada diferencial de al menos  $\pm 10V$  y que su tiempo de respuesta debe de ser lo suficientemente rápido para no interferir en el disparo de los transistores.

Par establecer este tiempo de respuesta se utiliza como base el peor caso del índice de modulación que se da en el funcionamiento de batería a red, siendo este de 0.94. Esto es equivalente a la obtención de un pulso rectangular de 285ns para el tiempo de encendido/apagado de los transistores correspondientes. Para que no interfiera con el tiempo de subida, este se puede establecer como una décima parte del tiempo de pulso, 30ns. No obstante, el tiempo de respuesta del MOSFET se encuentra en torno a los 75ns por lo que no se puede alcanzar tal objetivo. Además, se debe de sumar los 80ns de tiempo de respuesta del driver por lo que el retraso es todavía mayor.

Teniendo estas limitaciones en cuenta, se tiene que no es posible obtener el índice de modulación deseado. Dicho esto, tampoco tiene sentido invertir presupuesto en un comparador muy rápido, ya que no se logra objetivo. Por tanto, se recurre a uno con tiempo de respuesta similar a estos componentes de forma que no altere significativamente el rango de modulación. De esta forma se escoge uno tal que su tipo de respuesta es de 25ns, con lo que el índice máximo de modulación límite obtenido es de 0.92. Este es suficiente para la mayoría de las situaciones de funcionamiento.



## 5.4. CIRCUITO DE POTENCIA

Para facilitar la conexión de los distintos componentes y por su utilidad como soporte físico, se ha diseñado una placa PCB para la parte de potencia. En ella, se incluirán los siguientes componentes: Condensadores de bus, transistores y diodos de potencia, sensor de corriente, drivers, condensador y bobina de salida, relés y conectores para llevar las señales de control y sensado.

La placa se ha fabricado mediante la fresadora para circuitos impresos de la UPNA y consiste en una de doble capa de cobre de 1 onza de espesor y con aislamiento de FR4 de 1.5mm. No dispone de serigrafía ni de máscara de soldadura. Entre otras, se deberán tomar las siguientes consideraciones:

- **Anchura de pistas:** Las pistas de potencia serán lo más gruesas posibles debido al amperaje que van a soportar. Para las pistas de señal, estas pueden ser más finas.
- **Separación entre pistas:** Para las pistas de señal, la de envío y la de retorno deberán ir lo más juntas posible para disminuir el acoplamiento inductivo y reducir el ruido. En cuanto a las pistas potencia que van desde la salida del puente en H hasta el punto de conexión del trafo y la batería, estas deberán estar lo más separadas posibles para favorecer el efecto inductivo del filtro y así disminuir el rizado de la corriente. Por último, en el bus de entrada se deberá incluir los planos de tensión de bus y masa para favorecer el efecto capacitivo del filtro de entrada.
- **Ubicación de las pistas:** Debido a que las vías no son metalizadas, en aquellos componentes con patillas cortas se deberá procurar que la pista circule por la capa posterior en la que se va a relazar la soldadura.

En cuanto a los componentes asociados al circuito integrado de los 4 drivers, tales como el diodo y condensador de bootstrap. Estos se diseñan de acuerdo con las especificaciones del fabricante. En cuanto al control de los tiempos muertos, el integrado proporciona dos entradas conectadas a referencia a través de unas resistencias que permiten configurar el tiempo muerto deseado.

Por otra parte, se incluyen en la PCB dos diodos Zener conectados en serie para proteger la tensión entre puerta y surtidor, una resistencia de puerta de encendido para limitar la rapidez del encendido y otra para el apagado. Estas resistencias se usarán en caso de comprobarse experimentalmente que las corrientes de disparo y apagado de los transistores son demasiado elevadas para su funcionamiento.

Decir también que el diseño de la PCB se ha realizado en el programa Design Spark teniendo en cuenta estas consideraciones y que se puede ver en el anexo 9.7.

## 5.5. SENSORES

Se utilizan cuatro sensores para medir las variables siguientes: la corriente en la bobina de filtrado, la tensión de bus, la tensión de red y la tensión en el condensador de salida. Todos los sensores se escogen de forma que proporcionen tensión ya que esta es la variable con la que funcionan los circuitos de control. Para desacoplarlos del resto del circuito se coloca un seguidor de tensión a la salida de los mismos. Después, se incluye un filtro paso bajo para eliminar los ruidos de alta frecuencia.

### 5.5.1. Sensor de tensión de bus

En la figura 5.4 se muestra el esquema del sensor de tensión de bus junto con su acondicionamiento. Para medir la tensión e introducirla en el uP, esta se debe de atenuar 20 veces de forma que mida hasta 60V. Para ello, se recurre a un divisor resistivo gobernado por un potenciómetro. A continuación, se coloca el filtro paso bajo RC y un diodo zener para limitar la tensión de entrada al uP y así protegerlo.

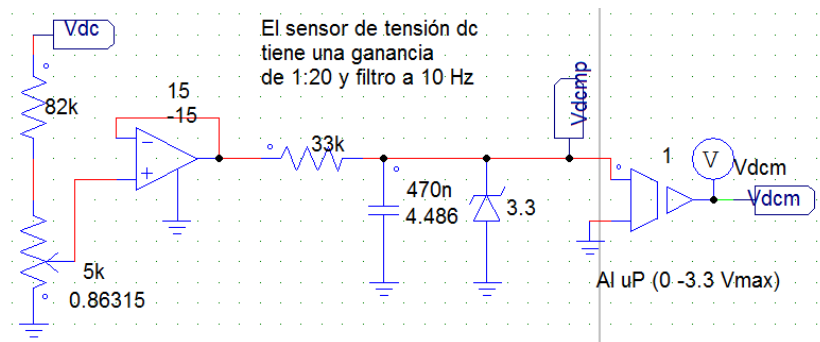


Figura 5.4: Esquema del sensor de tensión de bus.

### 5.5.2. Sensor de tensión de red

En la figura 5.5 se muestra el esquema de sensado y acondicionamiento de la tensión de red. Se ha utilizado un trafo de medida para escalar la tensión de red a 15V eficaces de forma que la tensión en modo común no comprometa la integridad del sensor (ver en anexo 9.8.2). Sería recomendable utilizar un sensor con aislamiento galvánico para evitar las corrientes de modo común. No obstante, debido a la combinación de los transformadores de medida y de red estas ya se evitan en gran medida ya que solo afectaría la capacitancia parásita de los trafos. Este efecto combinado con el alto ratio de rechazo al modo común CMRR, propio de estos sensores debería ser más que suficiente.

Además de esto, se requiere que la tensión disponga de un offset ya que el uP no admite señales negativas. Para ello, se referencia la tensión a 1.65V (mitad de 3.3V), cuya señal se obtiene desde el propio microprocesador. Por último se incluye un filtro con frecuencia de corte a 1kHz para evitar los ruidos provenientes de la propia red eléctrica.

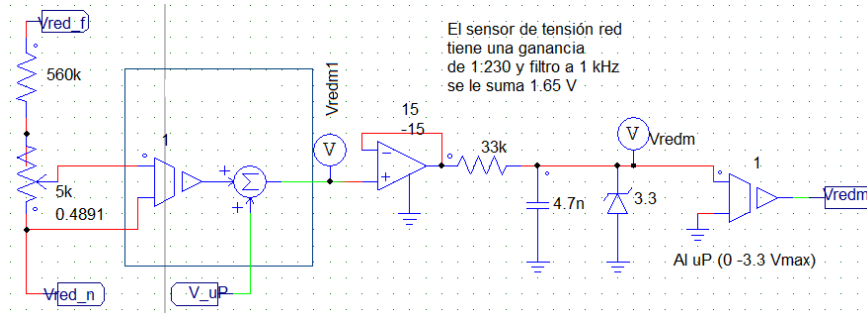


Figura 5.5: Esquema del sensor de tensión de red.

### 5.5.3. Sensor de tensión del condensador

Para medir esta tensión se sigue exactamente el mismo esquema que el utilizado para el sensor de tensión de red (ver fig. 5.6). Lo único que cabe destacar es que en este caso no existe un trafo que proporcione aislamiento galvánico y por ello se debe prestar más atención al CMRR necesario para el sensor diferencial.

Para ello se mide entre qué valores va a oscilar la tensión flotante respecto a la masa de referencia del sistema, que como puede verse en el esquemático del anexo 9.8.2, se encuentra en el polo negativo del módulo FV. Estos valores son equivalentes a la onda cuadrada obtenida a la salida del puente, es decir, entre tensión de bus positiva y cero. Por tanto la tensión de modo común máxima será la del módulo en vacío, 50V. Para que dicha tensión no afecta a la medida del sensor esta se debe ser menor que la sensibilidad de la medida. Por tanto, si se tiene en cuenta que la tensión medida es escalada en un factor de 20 veces y que la sensibilidad máxima en la medida requerida es de 100mV, se tiene entonces un CMRR de al menos 74dB.

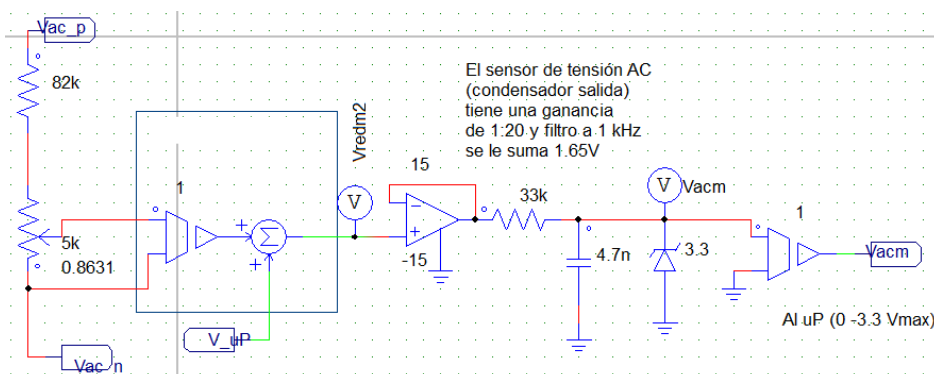


Figura 5.6: Esquema del sensor de tensión del condensador.

#### 5.5.4. Sensor de corriente en la bobina

Para medir la corriente se utiliza un sensor de efecto Hall, más conocido como LEM debido al nombre de la marca. Este sensor es capaz de proveer directamente una tensión alterna sin offset que sea proporcional a la corriente de medida en un factor de  $1V/15A$ . Como tiene un gran ancho de banda se coloca un filtro a 20kHz tal y como se escoge en el apartado de diseño del lazo de corriente. Después, este valor se escala hasta dejarlo en  $0.5V/A$ . Se debe tener en cuenta que como el amplificador es de tipo inversor, al realizar el cálculo del inversor la corriente que va al lazo de corriente está invertida (ver fig. 5.7).

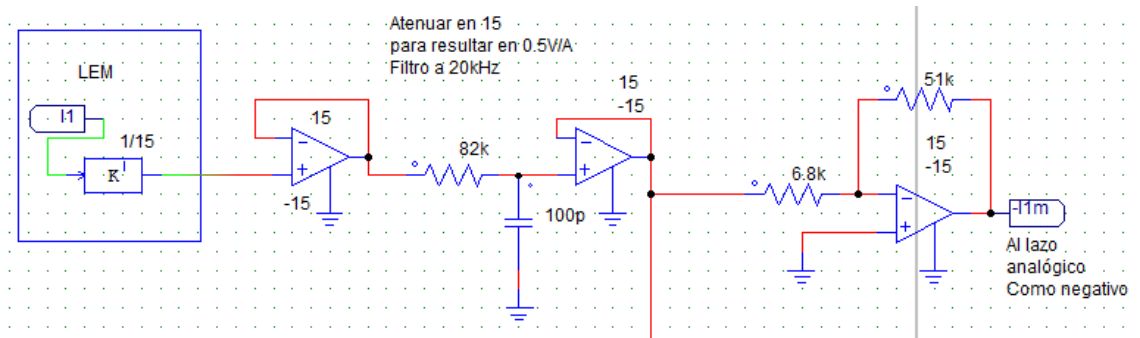


Figura 5.7: Esquema del sensor de corriente en la bobina.

Por otra parte, como para el algoritmo de MPPT se va a utilizar esta misma corriente, también se requiere acondicionamiento para el microprocesador. Por ello, hay que referirla al rango de tensiones (0-3.3V) del uP y se le suma el offset necesario (ver fig. 5.8).

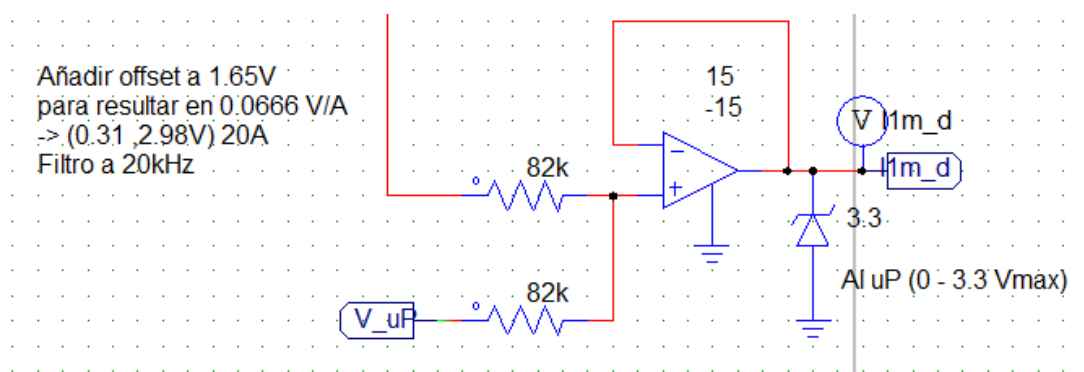


Figura 5.8: Acondicionamiento de la corriente sensada en el uP.

## 5.6. CONTROLADOR PI

En la figura 5.9 se muestra el esquema de la implementación analógico del controlador PI junto con el sumador que proporciona el error de la referencia. Como la corriente sensada viene dada con signo opuesto se utiliza un sumador en vez de un restador para la obtención del error. Esto además, tiene el beneficio añadido de que se sustituye la introducción de tensiones de modo común propias del restador, por un asumible error de escalamiento propio del sumador en la tensión de error.

En cuanto al controlador PI propiamente dicho, este se implementa a través de un amplificador-integrador. La constante proporcional equivale al cociente entre la resistencia de realimentación y la de entrada (ecu. 5.3), mientras que la constante integral es el producto de la capacidad y la resistencia de realimentación (ecu. 5.4). La tensión obtenida corresponde con la tensión de control la cual será introducida en el circuito de los comparadores.

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.3)$$

$$T_n = CR_1K_p \quad (5.4)$$

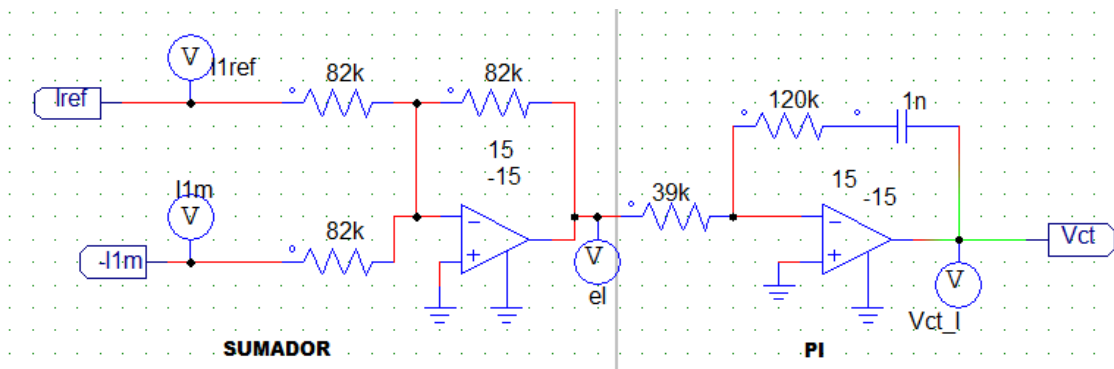


Figura 5.9: Circuito sumador y controlador PI.

## 5.7. EL MICROPROCESADOR

Para evitar problemas de programación que quedan fuera del alcance de este trabajo, se recurre a una placa de desarrollo. En este caso, como se requiere de conversores analógicos-digitales y digitales-analógicos (preferiblemente que no sean de tipo PWM para mejor respuesta), se recurre al Arduino DUE. Su uP funciona a una velocidad suficiente para poder ejecutar los lazos de tensión y resto de rutinas. Este se deberá encargar básicamente de 4 operaciones:

- Establecer la corriente de referencia
- Ejecutar el lazo de tensión
- Ejecutar la rutina de cambio de modo de funcionamiento
- Control de indicadores y alarmas

### 5.7.1. Establecimiento de la corriente de referencia

El valor eficaz de la corriente de referencia en la bobina de salida viene dado por el lazo de tensión. En los modos de interacción con la red, este se debe transformar en la función senoidal correspondiente antes de ser introducido en el lazo de corriente. Para ello, se multiplica digitalmente por la señal de referencia obtenida del sensor de tiene que tiene amplitud raíz de dos y el ángulo de referencia en fase ya que se quiere inyectar con factor de potencia unidad. No obstante, la señal de salida sufre un offset debido al uP y por lo que se precisa de un circuito restador-amplificador, tal y como se muestra en la figura 5.10. Nótese como se obtiene la tensión de offset del propio uP que más tarde se escala para la referencia de los circuitos de sensado.

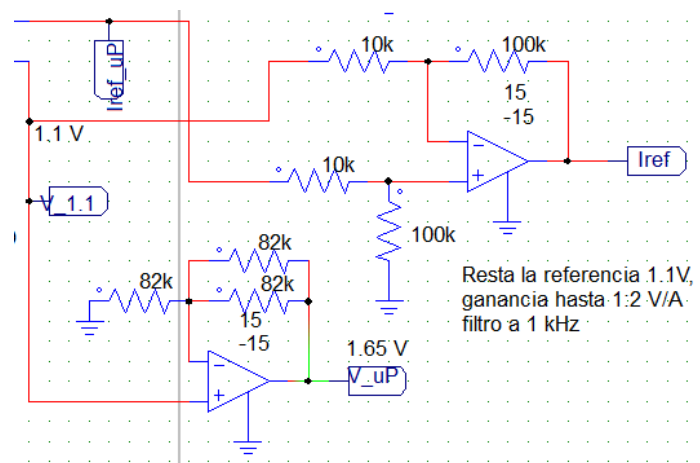


Figura 5.10: Acondicionamiento de la corriente de referencia.

### 5.7.2. Digitalización del lazo de tensión

Como ya se ha diseñado el controlador PI de forma analógica, es necesario discretizarlo para poder implementarlo en Arduino. Para ello, se utiliza el método bilineal o Tustin ya que es el más adecuado en cuanto a que no compromete la estabilidad y la fase mínima [40]. Esta transformación establece una aproximación entre el plano Z y el plano S basándose en el primer término de la serie de Taylor como se muestra la ecuación 5.5, donde hace referencia al tiempo de muestreo.

$$s = \frac{1}{T} \ln(z) \approx \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (5.5)$$

Para discretizar el controlador, es posible sustituir el valor de la variable del plano S por la del plano Z de acuerdo a la ecuación 5.5. Si esto se aplica al controlador PI, se obtiene el siguiente desarrollo:

$$\begin{aligned} H(s) = K_P \frac{T_n s + 1}{T_n s} &\rightarrow H(z) = H\left(\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}\right) = K_P \frac{T_n \left(\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}\right) + 1}{T_n \left(\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}\right)} \\ &= K_P \frac{2T_n(z-1) + T(z+1)}{2T_n(z-1)} = \frac{z \left(K_P \frac{T + 2T_n}{2T_n}\right) + \left(K_P \frac{T - 2T_n}{2T_n}\right)}{z-1} \end{aligned}$$

Como se puede observar, el PI en el plano complejo queda de la forma expresada en la ecuación 5.6. Por tanto, ya solo queda transformarla en una ecuación en diferencias para poder implementar su algoritmo en el procesador.

$$PI(z) = \frac{za + b}{z-1} \quad (5.6)$$

Para este último paso conviene primero transformar la ecuación por las inversas de z para que el controlador sea causal. Además, se especifica que el PI es por definición la función de transferencia entre la corriente de referencia y el error (ecu. 5.7).

$$\frac{I_{ref}(z)}{e(z)} = \frac{a + bz^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.7)$$

Reordenando los términos y tomando la transformada inversa de Z, se llega a que la corriente de referencia debe de seguir la ecuación 5.8.

$$I_{ref}(n) = e(n)a + e(n-1)b + I_{ref}(n-1) \quad (5.8)$$

Por tanto, el último paso sería sustituir los valores obtenidos del apartado de diseño del lazo de tensión e introducirlos en esta última ecuación.

### 5.7.3 Rutina de cambio de modo

Para realizar el cambio entre los modos de funcionamiento de forma segura, se siguen el siguiente procedimiento:

1. La referencia de corriente se pone a cero para evitar que circule corriente por el convertidor.
2. Se abren los relés para aislarla de los elementos externos de potencia y se pone en modo de Standby.
3. Se abren todos los transistores del puente para evitar que pueda circular alguna corriente.
4. El usuario elige el modo de funcionamiento deseado a través de un sistema de botones y se conecta el driver a referencia nula.
5. Se cierran los relés según corresponda el modo de funcionamiento.
6. Se establece la referencia de corriente.

### 5.7.4. Control de indicadores y alarmas

Es importante tener constancia acerca del funcionamiento del convertidor, por ello se le incorporan una serie de indicadores y alarmas que mantendrán informado al usuario sobre algunos de los aspectos más esenciales tales como:

- **Modo actual de funcionamiento:** Mediante una serie de leds rojos se informará en cuál de los 4 modos está funcionando o si se encuentra en standby.
- **Fallo por sobrecorriente:** Si el convertidor sufre una sobrecorriente, este se desconectará siguiendo la rutina de cambio de modo y encenderá el led correspondiente para indicarlo
- **Fallo por sobretensión:** En caso de sobretensión, realizará el mismo procedimiento que el indicado para el fallo por sobrecorriente.



# CAPÍTULO 6

---

## ENSAYOS DE PUESTA EN MARCHA Y VALIDACIÓN DEL CONVERTIDOR

### RESUMEN

En este capítulo se explican los pasos seguidos para el montaje del convertidor. Primero se comienza con la prueba de los elementos de potencia, como son el trafo, la bobina y el módulo. Después se pasa al montaje de los circuitos de control; generador de onda triangular, comparadores y otros.

Una vez hecho esto, se resumen los resultados y conclusiones de los distintos ensayos llevados a cabo en la puesta en marcha del convertidor para verificar uno a uno el correcto funcionamiento de los distintos elementos.

Finalmente, se incluye los resultados de los ensayos para verificar el correcto funcionamiento del conjunto del convertidor y para caracterizar el mismo, como por ejemplo, determinar su eficiencia.

## 6.1. CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES

Este apartado está dedicado a la comprobación del correcto funcionamiento y caracterización de los componentes suministrados por los proveedores.

### 6.1.1. IDENTIFICACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL TRAFIO

Para comprobar que los parámetros ofrecidos por el fabricante son veraces y que la inductancia serie equivalente estimada (apartado 3.1.2) es correcta, se le realiza el ensayo de cortocircuito y el de vacío.

#### 6.1.1.1. Ensayo de cortocircuito

Siguiendo el esquema de la figura 6.1, se procede a medir la tensión y la corriente con dos polímetros respectivamente y la potencia activa con un vatímetro (ver 9.4.). Esto se realiza en el lado de alta del trafa a corriente nominal la cual es de 0.87A. Se elige este devanado porque el vatímetro no es capaz de medir la corriente nominal de 15A en el otro devanado.

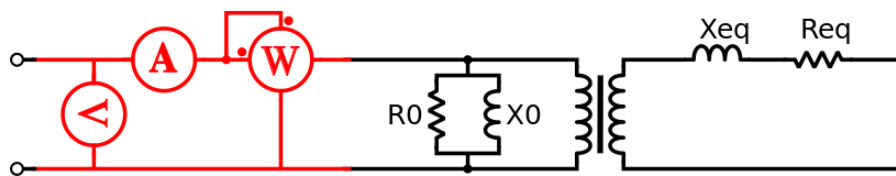


Figura 6.1: Ensayo de cortocircuito [43].

Se obtiene los valores eficaces de 13.1 W, 22.8 V, 0.865 A. Suponiendo el error del último dígito significativo. Mediante la ecuación 6.1 se obtiene el valor de la inductancia de cortocircuito referida al lado de baja. Nótese que se desprecia la corriente de magnetización.

$$L_{eq1} = \frac{\sqrt{\left(\frac{V}{I}\right)^2 - \left(\frac{P}{I^2}\right)^2}}{a^2 \omega} \quad (6.1)$$

En donde:

- $L_{eq1}$  Inductancia serie referida al lado de baja [H]
- $\omega$  Frecuencia de red [rad/s]
- $a$  Relación de transformación [-]
- $V$  Tensión en el lado de alta [V]
- $I$  Corriente en el lado de alta [A]
- $P$  Potencia en el lado de alta [W]

El valor de la inductancia obtenido es de 267  $\mu\text{H}$ , el cual es aproximadamente la mitad del que se calculó en el apartado 3.1.2. No obstante, en el apartado 6.3.3.2 se comprueba que en funcionamiento con el convertidor presenta una inductancia de en torno a los 950  $\mu\text{H}$ .

Además, también se puede calcular la resistencia equivalente serie  $R_{eq1}$  con los datos obtenidos del ensayo según la ecuación 6.2. Aplicándola se obtiene un valor de 0.08 ohm, un valor cercano a los 0.1 ohm que se estimaron a partir del rendimiento, en el apartado 3.1.2.

$$R_{eq1} = \frac{P}{a^2 I^2} \quad (6.2)$$

#### 6.1.2.1. Ensayo de vacío

Para el ensayo en vacío, se dispone del esquema mostrado en la figura 6.2. Este se realiza de forma exactamente igual que el de cortocircuito solo que dejando el secundario del trafo, es decir, el lado de baja, en circuito abierto.

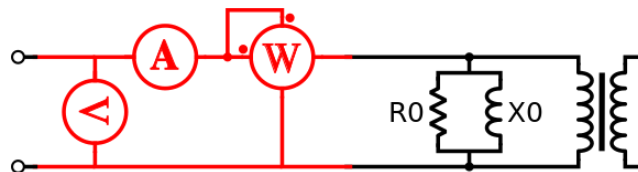


Figura 6.2: Ensayo de cortocircuito [43].

Se obtienen los valores eficaces de 6.9 W, 217 V, 0.097 A. Mediante el empleo de la ecuación 6.2 se obtiene el valor de la inductancia de magnetización que es de 32mH.

$$L_{01} = \frac{V}{I a^2 \omega \sin\left(\cos^{-1}\left(\frac{P}{VI}\right)\right)} \quad (6.3)$$

En donde:

- $L_{01}$  Inductancia de magnetización referida al lado de baja [H]
- $\omega$  Frecuencia de red [rad/s]
- $a$  Relación de transformación [-]
- $V$  Tensión en el lado de alta [V]
- $I$  Corriente en el lado de alta [A]
- $P$  Potencia en el lado de alta [W]

Por otra parte, si se aplica la ecuación 6.4, también se puede obtener la resistencia de vacío que modela las pérdidas de magnetización. Esta se obtiene de 30 Ohm lo cual es un valor relativamente elevado y del que se entiende que las pérdidas en el núcleo son significativas en comparación con trafos de mayor potencia nominal.

$$R_{eq1} = \frac{V^2}{a^2 P} \quad (6.4)$$

Por último, si se aplica la ecuación 6.5 para obtener la eficiencia, se tiene que esta es del 90%, la cual es exactamente la que indica el fabricante. Nótese que la potencia de pérdidas es la suma de las pérdidas en cortocircuito más las de vacío.

$$Ef = \frac{P_N - P_{cc} - P_0}{P_N} \quad (6.5)$$

En donde:

- $Ef$       Eficiencia del trafa en tanto por uno
- $P_N$       Potencia Nominal [VA]
- $P_{cc}$       Pérdidas en cortocircuito [W]
- $P_0$       Pérdidas en vacío [VA]

### 6.1.2. MEDICIÓN DE LA INDUCTANCIA DE LA BOBINA DE FILTRADO

Con el fin de optimizar el control del convertidor y verificar los datos del fabricante, se estima oportuno medir la inductancia de la bobina de filtrado el convertidor.

#### 6.2.1.1 Mediante circuito RL

Se monta un circuito como el de la figura 6.3. En ella, la inductancia será la del filtro de salida que se desea medir y la fuente de tensión será el osciloscopio (ver anexo 9.4). La función de transferencia de la tensión en la resistencia respecto la de la fuente dada en ganancia, es la que se muestra en la ecuación 6.6. Si ésta se particulariza para el caso en el que la frecuencia de alimentación del circuito provoca una ganancia de 0.5, es decir, la tensión en la resistencia es la mitad que la de la fuente, se tiene la ecuación 6.7.

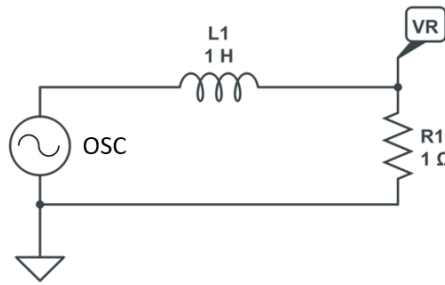


Figura 6.3: Circuito RL [44].

$$Gain = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R}\right)^2}} \quad (6.6)$$

$$L = \frac{\sqrt{3} R}{\omega} \quad (6.7)$$

Para hallar el valor se realizan distintas mediciones modificando la frecuencia del generador de funciones y la resistencia del filtro, obteniendo la tabla 6.1 con los resultados del ensayo. En ella, se puede apreciar como la inductancia medida está muy por encima del valor teórico de 60μH proporcionado por el fabricante.

Medición	R [Ohm]	f [kHz]	L [μH]
1	47,8	94,5	139
2	182	2	140
3	1,4	358	192

Tabla 6.1: Resultados de la medición por circuito RL

Una posible causa que explicase este fenómeno sería que el núcleo está hecho de polvo de hierro (aunque el datasheet no ofrece dicha información). Si fuera así el caso, se tiene que este material se suele diseñar para que trabaje en zona cercana a la de saturación en corriente nominal. En ese caso se comportaría como si tuviera la mitad de inductancia que la presenta a bajas corrientes. Esto es solo una hipótesis pero explicaría los resultados. Para comprobarlo, se necesita utilizar un amplificador lineal de forma que se pueda estimular el circuito a corriente nominal ya que el generador de funciones solo proporciona unos pocos miliamperios.

### 6.2.2.2. Mediante circuito LC

Para corroborar las mediciones hechas en el apartado anterior, se procede a repetir la medición. En esta ocasión, se monta un circuito LC paralelo seguido de una resistencia con el fin de medir la corriente que circula por el circuito. Se realiza un barrido frecuencial buscando aquella en la que la corriente por el circuito sea la máxima.

En la frecuencia de resonancia, el condensador y la bobina se anulan entre sí como impedancias complejo conjugadas dejando al circuito puramente resistivo. Esta frecuencia queda determinada por la ecuación 6.8.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.8)$$

En la tabla 6.2 se muestran los resultados del experimento. En ella, vuelve a comprobar que la inductancia es más grande a la esperada. De hecho, se pone en duda la validez de los resultados ya que estos son muy variables.

Medición	C[nF]	f [kHz]	L [μH]
1	4,7	215	120
2	1000	17,5	80
3	0,33	800	190

Tabla 6.2: Resultados de la medición por circuito LC.

En cualquier caso, el datasheet de la inductancia afirma que en condiciones de medida de entorno a 50kHz se obtienen 120μH. Además, también indica que la tensión de alimentación altera la medida. Por tanto, que el valor de la inductancia medida sea el doble no es extraño.

### 6.1.3. CARACTERIZACIÓN DEL PANEL

Antes de nada se debe mencionar que el proveedor no disponía del modelo de módulo FV RED190 – 72P por lo que se ha recurrido al modelo SCLP4 200 de similares características las cuales se pueden consultar en el anexo 9.9.2.

El módulo fotovoltaico se puede modelar como una fuente de corriente dependiente de la tensión en sus bornes de salida. Este comportamiento queda reflejado en la denominada curva del módulo. Para su obtención experimental se mide el proceso de carga de un condensador el cual se alimenta con el propio módulo. De esta forma, se observa cómo decae la corriente del módulo desde el cortocircuito cuando el condensador esta descargado hasta desaparecer cuando el condensador se queda cargado a la tensión de circuito abierto. El ensayo se realizó el día 2 de junio de 2018 a la 13:00 con día despejado e irradiancia directa de  $414 \text{ W/m}^2$  [27]. Los resultados se muestran en la figuras 6.4.

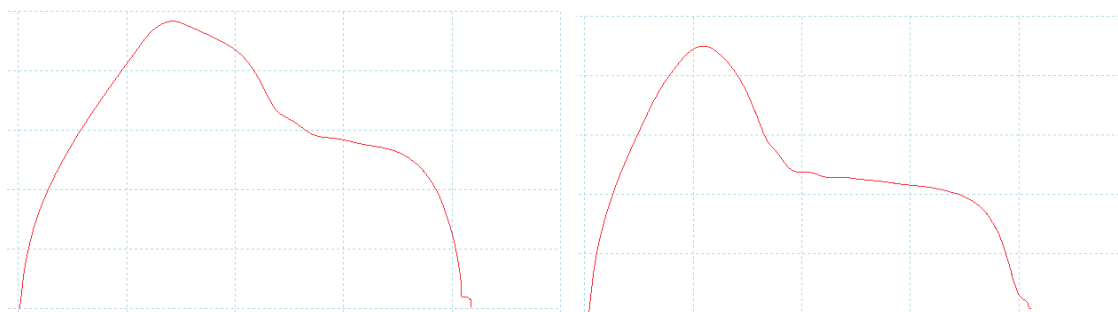


Figura 6.4: Curvas del módulo experimentales. 2A/div vertical, 10V/div horizontal. Inclinación 30° (dcha.) y 70° (izqda.).

En general, los resultados coinciden con lo esperado si se ignora el inesperado valor de corriente a bajas tensiones. Observando la evolución de los parámetros durante el proceso (ver fig. 6.5) se ve como la carga posee una etapa transitoria inicial en la cual la corriente se dispara por encima de la de cortocircuito.

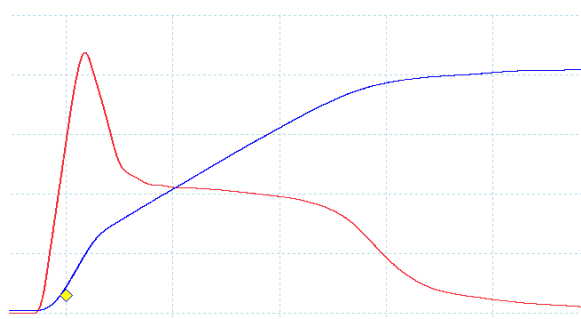


Figura 6.5 Carga del condensador para inclinación 70°. Corriente (rojo, 2A/div), Tensión (azul, 10V/div). Horizontal 50  $\mu\text{s}/\text{div}$ .

Este fenómeno se debe a un transitorio del módulo el cual puede deberse a dos causas. Una de ellas es que los diodos intrínsecos que conforman las células FV del módulo, así como los diodos de bypass de cada una de sus tres ramas, tengan su capacidad parásita cargada antes de realizar el ensayo. De esta forma al conectar el condensador externo, se ofrece un camino alternativo para las corrientes de forma que el efecto se deba a la carga de recuperación inversa de los diodos. Para comprobar esto, se propone realizar un ensayo al módulo en el que este se encuentre en cortocircuito a través de un interruptor cerrado. Entonces se coloca el condensador en paralelo a este y se dispara el interruptor obligando a la corriente a circular dicho condensador.

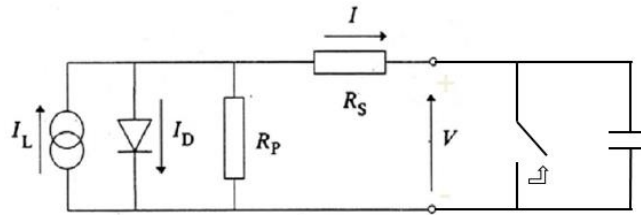


Figura 6.6: Ensayo propuesto para la obtención de la curva del módulo.

#### 6.1.4. RESPUESTA DEL RELÉ

En la hoja de características ya se informa de que el tiempo máximo para la conexión es de 10ms aunque no especifica entre que valores puede variar. Además debe tener en cuenta que se están utilizando dos relés en serie por lo que podría ser todavía mayor. Tras medir su respuesta varias veces en un circuito en el que no se le aplica carga, se obtiene un valor en torno a 3.9ms (ver. fig. 6.7).

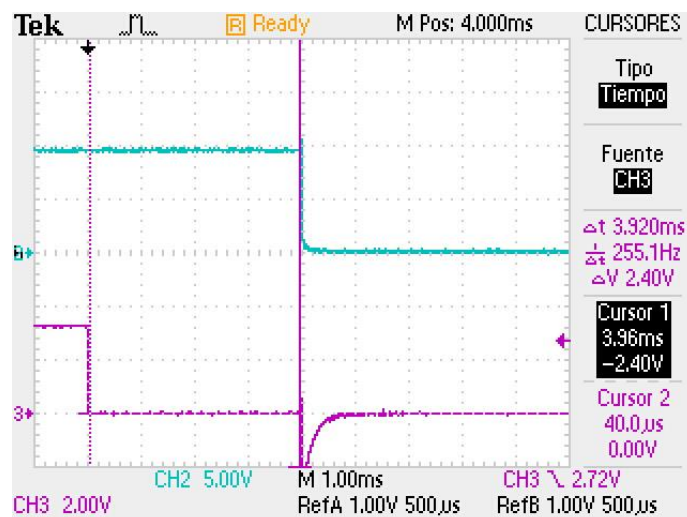


Figura 6.7: Respuesta del relé. Orden de disparo (morado), Tensión en bornes del relé (azul)



## 6.2. FUNCIONAMIENTO DE LOS SUBCIRCUITOS

En este apartado se mostraran los ensayos realizados a los distintos subcircuitos que conforman el convertidor.

### 6.2.1. GENERADOR DE LA ONDA PORTADORA O TRIANGULAR

Se monta el circuito de la figura 5.2 y se procede a la lectura de los resultados mostrados en la figura 6.8. En ella se observa que no se tuvo en cuenta la tensión de saturación del comparador ya que esencialmente se trataba de un operacional. Por ello, hubo que cambiar el condensador por otro de 220pF. También se reajustan los potenciómetros.

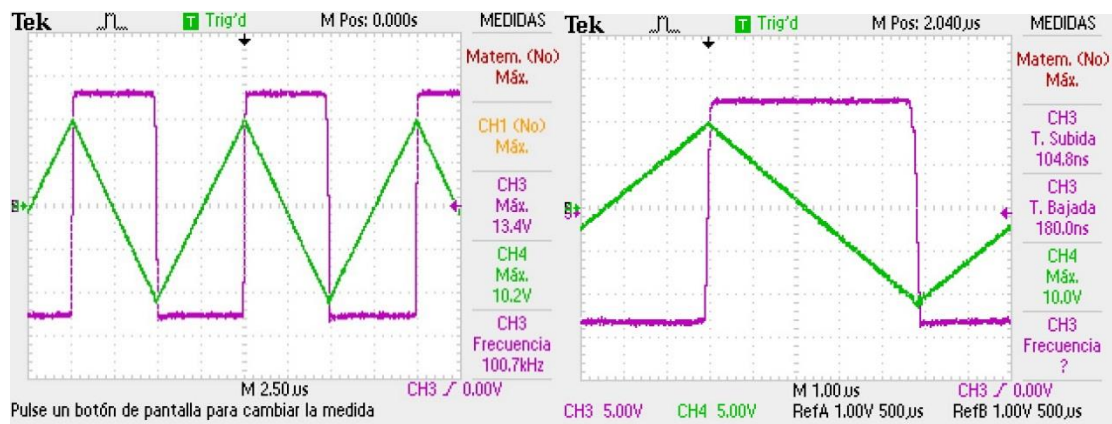


Figura 6.8: Resultados del ensayo al generador de onda triangular. Tensión cuadrada (morada), tensión triangular (verde).

Por otra parte, la tensión de saturación del comparador no era completamente simétrica por lo que se hizo necesario introducir una referencia distinta a 0. Esto se logra ajustándola a través de un potenciómetro respecto la tensión de alimentación positiva.

### 6.2.2. MODULACIÓN UNIPOLAR

Tras montar el circuito modulador, se tiene que el máximo ancho de pulso obtenido para la correcta modulación es de 1.5μs. A partir de ese valor una de las ramas deja de comparar (ver fig. 6.9). Esto supone un importante problema debido a que no se logra abarcar todos los valores del índice de modulación. De hecho, no se obtendría un índice mayor de 0.85. Si se diera el caso de querer alimentar la red con la tensión de la batería de 24V, no se podría porque el pico de la red es de 21.2V, mayor que a la obtenida con ese índice de modulación.

No obstante, este problema se soluciona aumentando la tensión de alimentación, pasando de 5V a 6V. De esta forma se consigue aumentar el índice de modulación prácticamente hasta la unidad (ver fig. 6.10). La causa más probable de esto podría ser que la tensión de alimentación fuera insuficiente para polarizar correctamente los transistores.

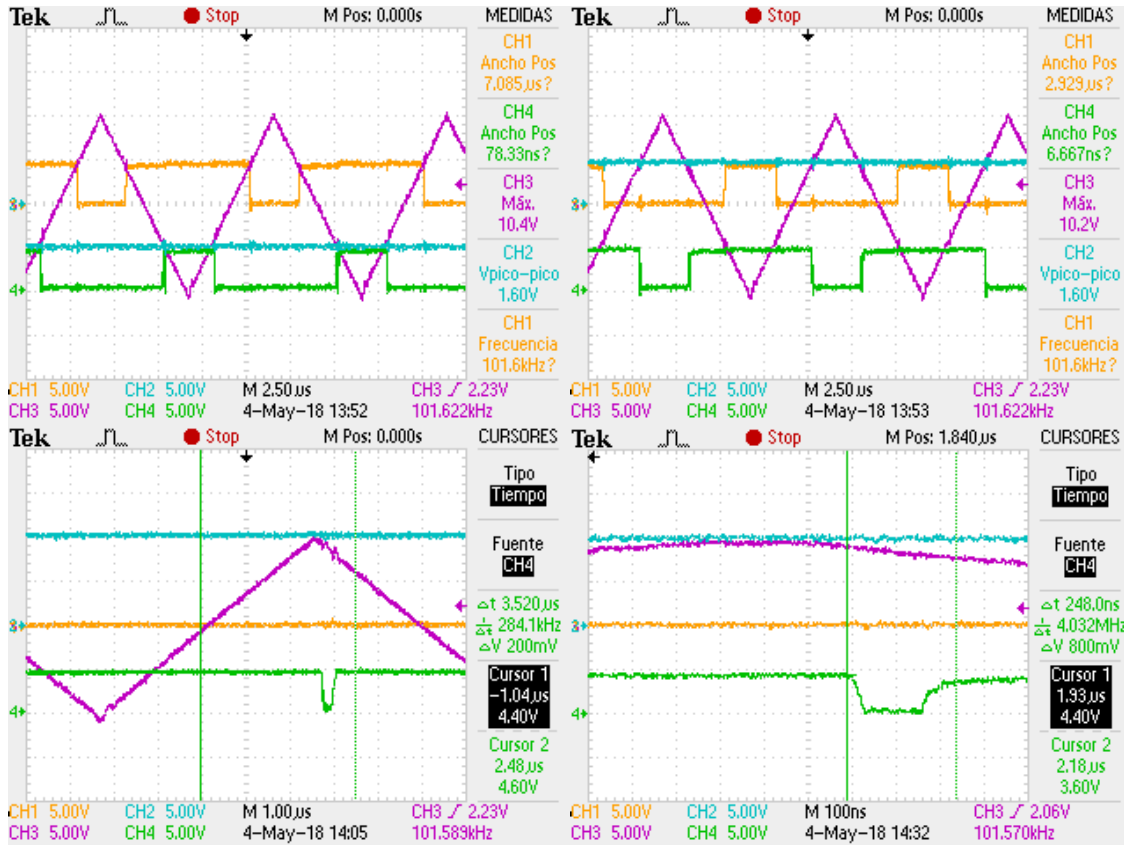


Figura 6.9: Resultados del ensayo al comparador unipolar. Portadora (morada), modulante (azul), Ton M1 (verde), Ton M2 (amarillo)

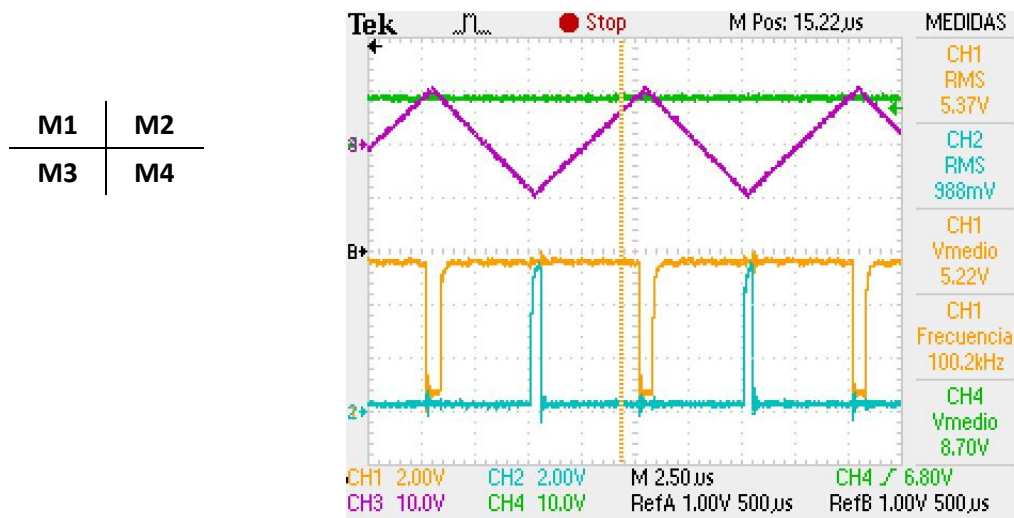


Figura 6.10: Comparación unipolar con la tensión de alimentación a 6V. Portadora (morada), modulante (verde), Ton M1 (amarillo), Ton M2 (azul).

### 6.2.3. DRIVERS

Para comprobar el correcto funcionamiento del circuito integrado que contiene los 4 drivers y que además controla el tiempo muerto entre conmutaciones, se procede a realizar un ensayo en el que se le hace funcionar como controlador de medio puente. Para ello, se sigue el esquema mostrado en la figura 6.5 [45].

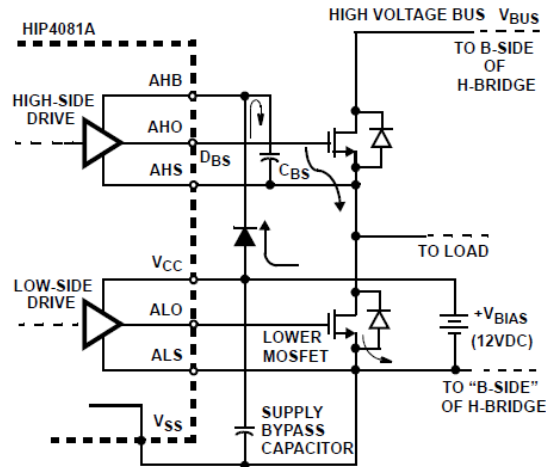


Figura 6.11: Ensayo del driver como medio puente.

En dicho esquema, además de la tensión de alimentación que es de 12V, se incluirán los siguientes elementos y parámetros:

- **Tensión de Bus:** Se fija a 30V pero se añade un limitador de corriente a 1 Amp.
- **Carga:** Se coloca una bobina de  $60\mu\text{H}$  con su otro extremo conectado a masa.
- **Diodo bootstrap:** Se escoge el modelo 1N4007 que es capaz de aguantar de sobra las corrientes y tensiones del circuito.
- **Condensador bootstrap:** Siguiendo las especificaciones del fabricante se debe colocar uno con capacidad mayor a  $0.2\mu\text{F}$ . Se escoge un condensador cerámico de  $0.47\mu\text{F}$ .
- **Resistencias de tiempo muerto:** El integrado es capaz de regular el tiempo muerto de conmutación entre los elementos de la misma rama, para ello usa una resistencia. Se colocar una de  $180\text{k}\Omega$  para obtener un tiempo de 80ns.

Tras el ensayo se obtienen los siguientes resultados mostrados en la figura 6.6. En ella se ve como a pesar de las variaciones del punto flotante entre los transistores, la tensión aplicada entre puerta y surtidor se mantiene constante a 12V. Aunque en el transistor de abajo se eleva un poco más, quizás debido a las corrientes de retorno.

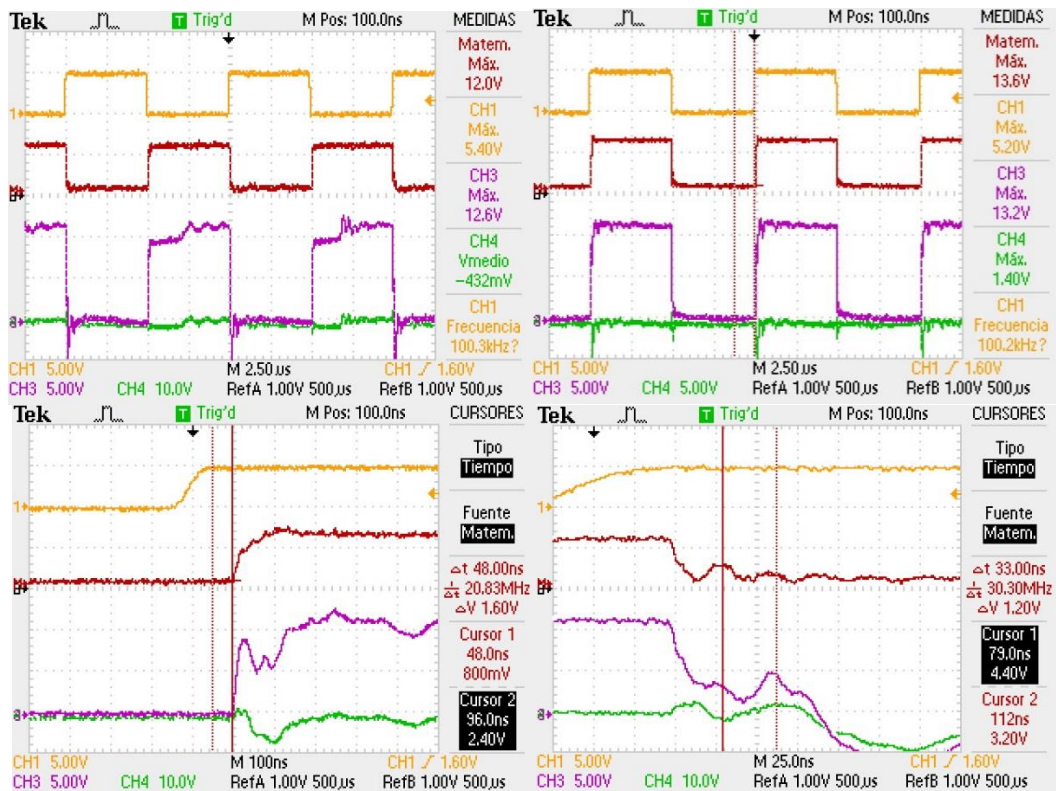


Figura 6.12: Resultados del ensayo al driver. Tensión VGS Mosfet de arriba (rojo arriba izquierda). Tensión VGS Mosfet de abajo (rojo arriba derecha). Tiempo muerto (abajo izquierda). Oscilaciones de conmutación (abajo derecha).

En cuanto al tiempo muerto, se suponía que este debía ser de 80ns pero ha resultado ser de 48ns que es bastante menor. Habrá que tener este hecho en cuenta a la hora de diseñar las resistencias. Por otra parte, tras las conmutaciones se producen unas oscilaciones a 30MHz como era de esperar. Este hecho se tuvo en cuenta en la parte de diseño aunque habrá que ver su comportamiento en la PCB.

#### 6.2.4. PLL

Para sincronizar la corriente de referencia con la tensión de red se implementa un lazo de detección de fase más conocido como PLL por sus siglas en inglés. Se trata de un controlador que fija la referencia de corriente a la fase y frecuencia de la tensión de red. De esta forma se evita la introducción subarmónicos e interarmónicos debido al deslizamiento entre ambas frecuencias y además, se permite controlar el factor de potencia con el que se quiere inyectar a red. De todas formas, no se ha implementado dicho controlador debido a su complejidad, pero se ha intentado emular uno en la medida de lo posible utilizando el microcontrolador.

Para ello, el micro se encarga de detectar los pasos por cero de la tensión de red y discernir si se trata del semiperiodo positivo o negativo. Para esta tarea se ha establecido una frecuencia de muestreo de 7500 Hz y una resolución de lectura de 7 bits de tal forma que se evite el aliasing.

Entonces, cuando el uP detecta el paso por cero, se fuerza a la corriente de referencia a situarse en el ángulo 0 o 180 según corresponda al semiciclo de red. Es decir, la fase solo se corrige dos veces por periodo (en un PLL se corrige continuamente).

Para el ajuste de la frecuencia se utiliza un algoritmo que detecta si el ángulo de la referencia se está retrasando o adelantando respecto al ángulo de red. Es decir, si en el paso por cero el ángulo de la referencia es mayor que el de la red, querrá decir que la frecuencia de la referencia es superior a la de la red y que por tanto, hay que reducirla. Pero si en cambio, este ángulo es menor, querrá decir que se atrasa y habrá que reducirla. Como puede verse este proceso es similar al empleado en el algoritmo *P&O* del MPPT e igual que él, la frecuencia de la referencia quedará oscilando entre una banda de histéresis en torno a la frecuencia de red. Este rango es de  $\pm 60$  mHz debido a la precisión de microprocesador.

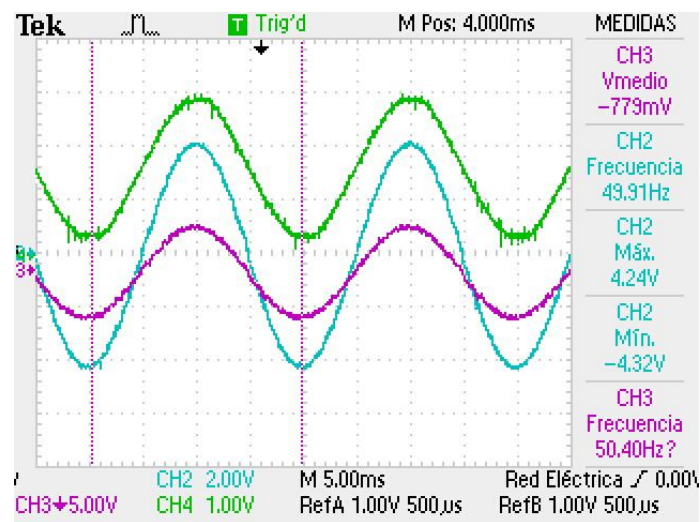


Figura 6.13: Funcionamiento PLL. Tensión sensada de la red (verde), corriente de referencia (azul), corriente en la bobina (morado).

Aunque en la imagen no se aprecia, en los pasos por cero existe un pequeño escalón en la referencia correspondiente con el ajuste de la fase. De todas formas, al ser este tan pequeño, no se nota su efecto.

### 6.3. ENSAYOS DE FUNCIONAMIENTO DEL CONJUNTO DEL CONVERTIDOR

En el siguiente apartado se mostraran los ensayos realizados para comprobar el funcionamiento del conjunto del convertidor en el cual se integran los subcircuitos estudiados en el apartado anterior.

#### 6.3.1. ENSAYO EN VACÍO

Con la placa de potencia montada sin carga se procede a comprobar la correcta conmutación de los transistores. Para ello se comprueban las tensiones de puerta y de salida mostradas en la figura 6.14. Se observa que funciona correctamente aunque genera un cierto ruido por las conmutaciones ya que este se da a 15 MHz. En figura 6.15, puede verse que el ruido puede colarse en la orden de encendido de los transistores. Si el ruido supera el umbral de tensión de los niveles lógicos podría llegar a provocar un falso disparo en el transistor, y si este es demasiado elevado, podría incluso llegar a romper el driver.

En un principio se pensó que la causa del ruido era debido al funcionamiento en vacío del puente en H ya que en esta modalidad no se ofrece un camino de retorno para las corrientes de conmutación. Por esta razón podrían estar excitando las inductancias parásitas de las pistas de tensión del bus de continua. No obstante, como se comprueba en el apartado 6.4.2, resulta que el ruido se debe principalmente a las corrientes de conmutación que inducen tensiones en los circuitos adyacentes, como es este caso, el driver.

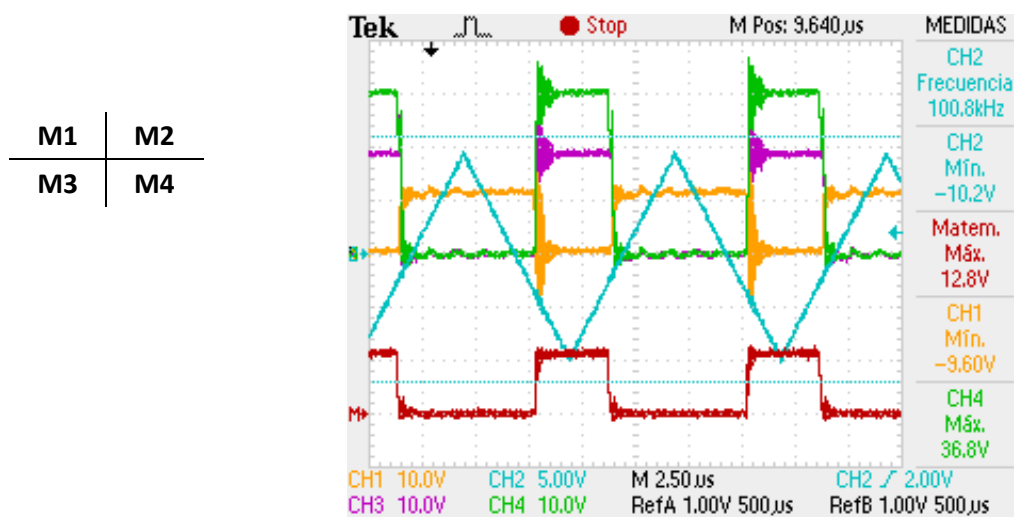


Figura 6.14: Tensión  $V_{gs}$  del Mosfet 1 (roja), Tensión  $V_g$  Mosfet 1 (verde), Tensión  $V_s$  Mosfet 1 (morado), Tensión  $V_g$  Mosfet 3 (amarillo).



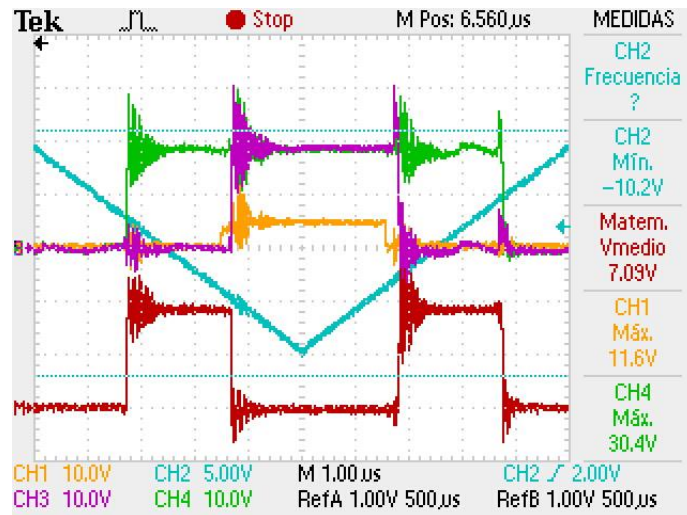


Figura 6.15: Tensión diferencial de salida (roja), Tensión en la rama 1 (verde), Tensión en la rama 2 (morada), Orden encendido al Mosfet 1 en el lado de baja (amarillo).

### 6.3.2. ENSAYO EN LAZO CERRADO DE CORRIENTE SIN TRANSFORMADOR

Antes de realizar ensayos en lazo cerrado con el transformador, se comprueba si su funcionamiento en su ausencia es el correcto. Para ello, se utiliza una fuente DC 1 (ver anexo 9.4) para fijar la tensión de bus a 19 V, y con el generador de funciones se proporciona una corriente de referencia eficaz a 1 A. Como elemento de carga se utiliza una resistencia de hilo bobinado de 110 Ohm capaz de soportar hasta 500W que estará conectada a la salida del convertidor; es decir, después de la bobina de filtrado. Antes de realizar este ensayo, se comprueba su respuesta mediante su simulación por ordenador, dando el resultado mostrado en la figura 6.16.

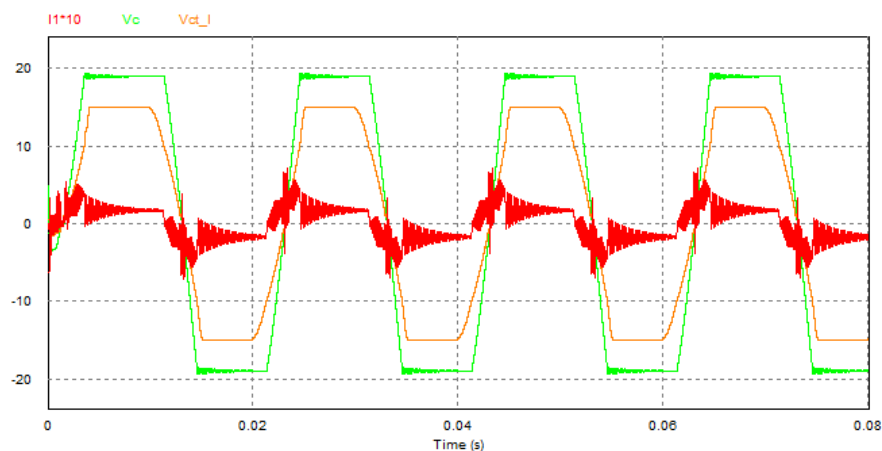


Figura 6.16: Simulación con conexión directa a carga resistiva. Corriente en la bobina (roja), Tensión en el condensador (verde), Tensión de control (naranja).

Como puede verse en la simulación, aunque el controlador no este en lazo cerrado, no es capaz de seguir la referencia debido a que no está actuando sobre la planta para la que fue diseñado, es decir, debido a la resistencia de carga, la cual es demasiado grande como para que pueda alimentarla. Teniendo en cuenta las condiciones del ensayo, tendría que suministrar 110W. Aunque el controlador lo intenta y por eso la tensión en el condensador oscila entre tensión de bus positiva y negativa según el semiciclo de la referencia. Esta transición no es instantánea debido a la parte integral del controlado. En cuanto a la corriente por la bobina, esta se ve limitada a 170mA a causa de la resistencia aunque se puede apreciar un enorme rizado provocado por la resonancia entre la bobina de filtrado y el condensador.

Estos resultados se comprueban experimentalmente con el ensayo propuesto mostrando los resultados en la figura 6.17.

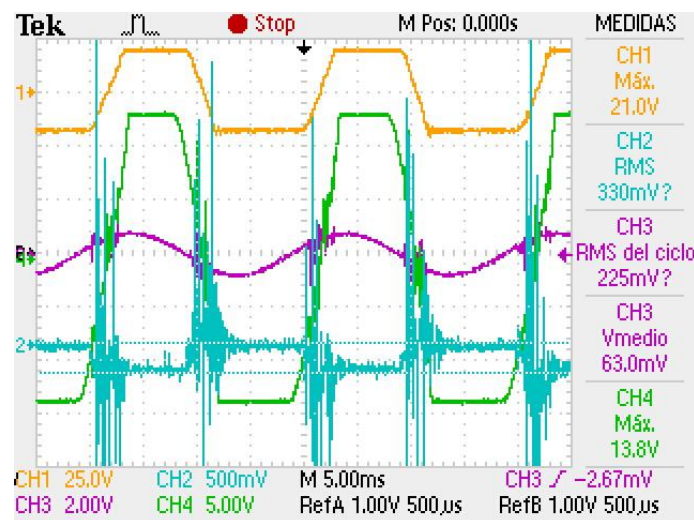


Figura 6.17: Conexión directa a carga resistiva. Corriente en la bobina (azul), Tensión en el condensador (amarillo), Tensión de control (verde), corriente de referencia (morado)

### 6.3.3. ENSAYOS EN LAZO CERRADO DE CORRIENTE SIN RED

En este apartado se realizan ensayos del lazo cerrado de corriente utilizando el trafo de conexión a red. De esta forma se comprueba su correcto funcionamiento antes de conectarlo a la misma.

#### 6.3.3.1. CONEXIÓN A CARGA RESISTIVA

Se procede a realizar un ensayo en carga con resistencia de potencia de 250 Ohm de hilo bobinado aguas abajo del transformador. La tensión de bus se fija a 32V con la fuente DC 1 (anexo 9.4), y la corriente de referencia a 8.8A eficaces. Antes de realizarlo se hace una



simulación (ver fig. 6.18) midiendo la corriente en la bobina de filtrado, la corriente de referencia y la tensión en la resistencia de carga.

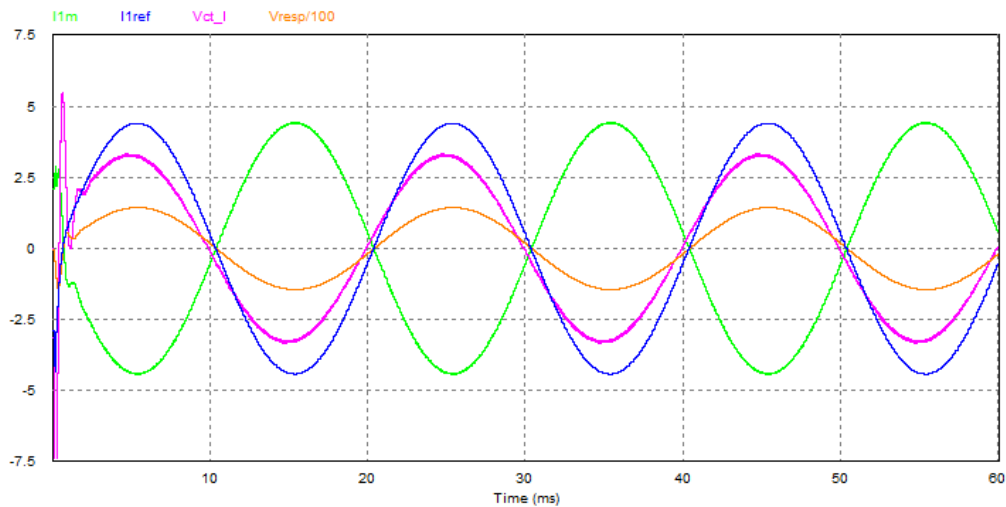


Figura 6.18: Simulación del lazo cerrado con carga resistiva y trafo. Corriente medida (verde), corriente de referencia (azul), tensión en la resistencia/100 (naranja), tensión de control (rosa).

Como puede verse, el lazo de corriente funciona correctamente. En este caso la corriente medida (verde) está invertida respecto a la de referencia debido a que se utiliza su valor invertido en la placa de señal. La tensión en la resistencia es de 100 V eficaces debido a la resistencia que circula por el secundario. También se mide el valor medio de la corriente proporcionada por la fuente DC que son 1.2 A.

Tras el ensayo se obtienen los resultados mostrados en la figura 6.19. Nótese que se ha invertido deliberadamente la corriente sensada para facilitar su lectura. En cuanto a la corriente de la fuente DC, esta es de 1.06 A y la tensión en la resistencia, 133V. Los resultados son bastante similares a excepción de una distorsión significativa en las señales de control.

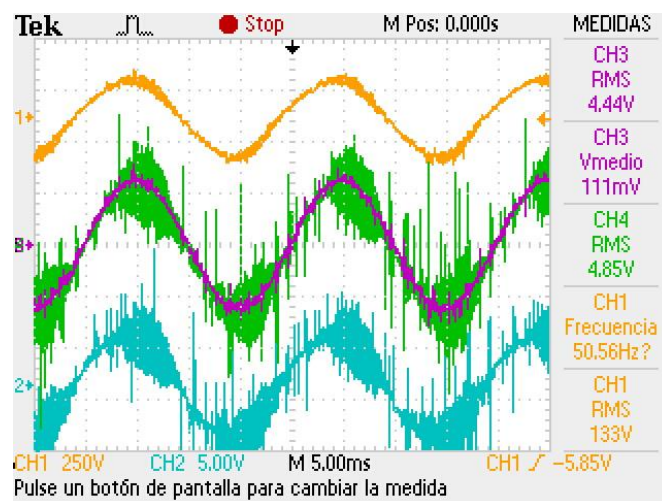


Figura 6.19: Corriente sensada (verde), Referencia (morada), tensión en la resistencia (amarillo), Tensión de control (azul).

Por otra parte, también se puede apreciar un zumbido proveniente de la bobina de filtrado. Esto se debe al fenómeno de la magnetostricción [46], el cual provoca que el material se expanda y se contraiga por la realineación de los polos magnéticos del núcleo. Este movimiento mecánico produce oscilaciones de presión se comprueba más adelante (apartado 6.4.2), el ruido del circuito provoca la excitación de la resonancia entre el trafo y la el condensador, el cual se da a la frecuencia de 1150 Hz. Esta frecuencia es similar a la nota D6 de la escala anglosajona que es una nota fácilmente audible.

### 6.3.3.2. FUNCIONAMIENTO EN CORTOCIRCUITO Y PÉRDIDAS DEL CONVERTIDOR.

Para simular su comportamiento en conexión a red, que tiene baja impedancia, se pone en cortocircuito la salida del trafo. Además, se aprovecha para calcular las pérdidas del convertidor las cuales son equivalentes a cuando se encuentra funcionando a corriente nominal y en cortocircuito. Para ello, se utiliza una tensión de bus de 35V proporcionada por la fuente DC 2 (anexo 9.4) y una referencia de corriente de 13 A eficaces (ver fig. 6.20).

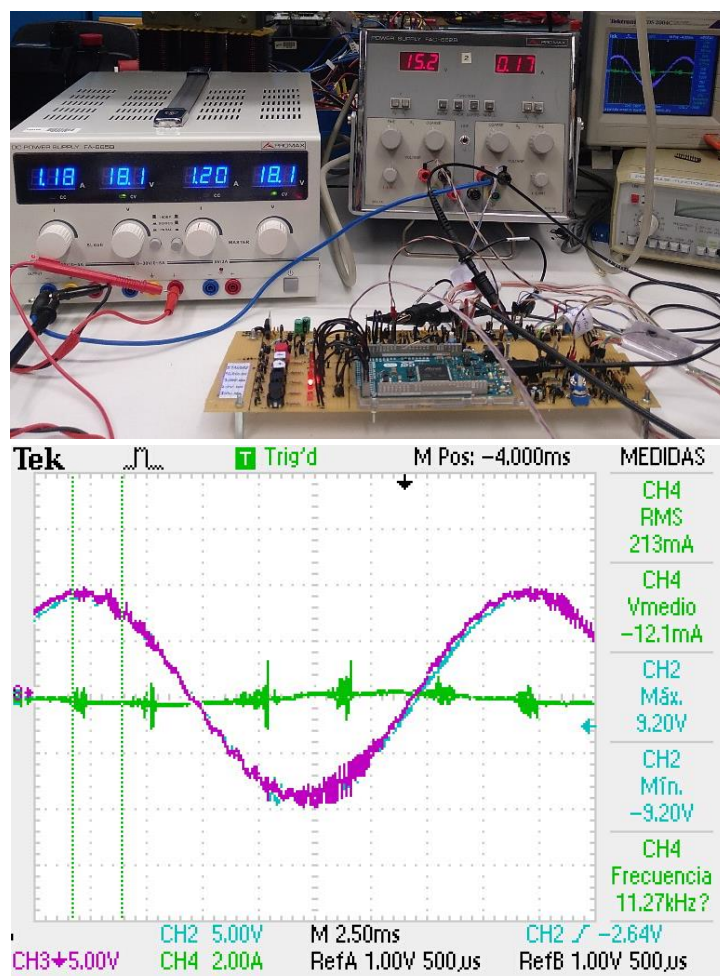


Figura 6.20: Ensayo en cortocircuito a corriente nominal. Arriba montaje, abajo mediciones del osciloscopio. Corriente de referencia (azul), corriente sensada (morado).

Se puede ver que el total de potencia consumida es de 47W (incluyendo la placa de señal). Entonces, cuando se encuentre funcionando a plena carga con producción de 200W, tan solo se entregará a la red un total de 153W que corresponde con un rendimiento del 76%. Como puede comprobarse, este resultado es menor que el 83 % del calculado teóricamente (apartado 3.8). Esta diferencia se debe probablemente a un erróneo cálculo de las pérdidas del puente.

### 6.3.3.3 RESPUESTA TRANSITORIA DEL LAZO DE CORRIENTE

Para analizar la respuesta transitoria del lazo corriente, se introducen escalones de referencia durante su funcionamiento (ver fig. 6.21).

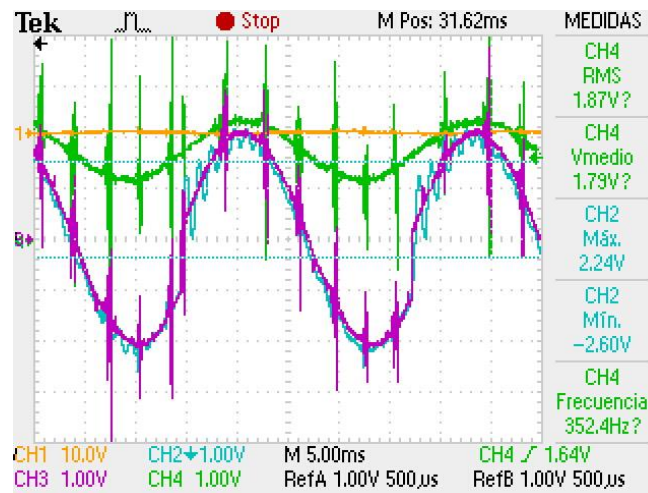


Figura 6.21: Respuesta transitoria: Corriente de referencia (morada), Corriente sensada (azul), Tensión para sincronización sensada (verde).

Como puede verse, al introducir escalones en la referencia se excita el transitorio del filtro haciendo que la corriente medida oscile durante unos 180 grados. Su frecuencia es de 1.150Hz (fig. 6.22) la cual coincide aproximadamente con la calculada en el apartado 4.1.2.2 sobre la simulación de la estrategia de control. Por tanto, se trata de la resonancia entre el transformador y el condensador de filtrado que teóricamente es de 1500Hz. Los parámetros no coinciden probablemente porque no se están reproduciendo las mismas condiciones de funcionamiento y es que a diferencia del otro ensayo, se están excitando estados transitorios.

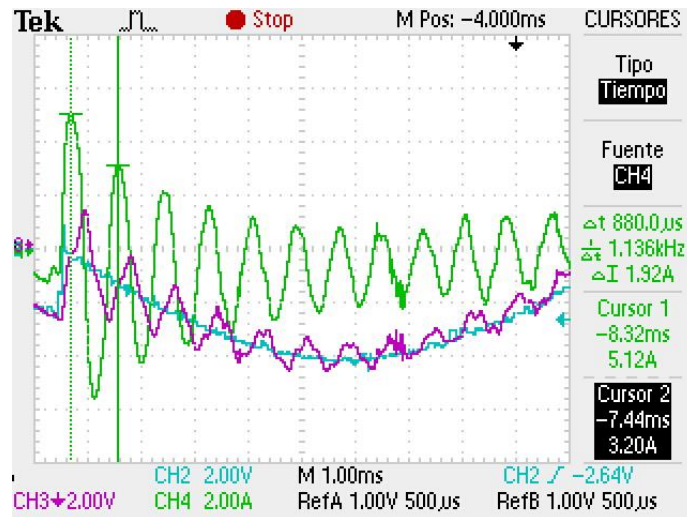


Figura 6.22: Funcionamiento PLL: Corriente en el primario del trafo (verde), Corriente sensada (morado), corriente de referencia (azul).

Además, resulta que de nuevo vuelve a oírse el ruido en la bobina aunque con menos intensidad. Este hecho corrobora que efectivamente el zumbido era provocado por los ruidos de la conmutación que se introducían en la tensión de control. Ya que este estaba constantemente excitando el transitorio del filtro y produciendo consigo el ruido de la magnetostricción. Como ya hemos dicho antes, la frecuencia de vibración corresponde a una frecuencia fácilmente audible.

## 6.4. DIFICULTADES DEL MONTAJE PRÁCTICO

En el siguiente apartado se comentan algunas de las dificultades técnicas más relevantes que se han dado durante los ensayos de los componentes.

### 6.4.1. RUIDO EN EL CIRCUITO

Dado los grandes niveles de ruido observados en los anteriores ensayos se hace necesario eliminarlos antes de continuar. Como puede apreciarse (ver fig. 6.23), tienen su origen en las conmutaciones de los Mosfets, ya que ocurren a 200 kHz. No obstante, las resonancias de estos se dan a 15MHz.

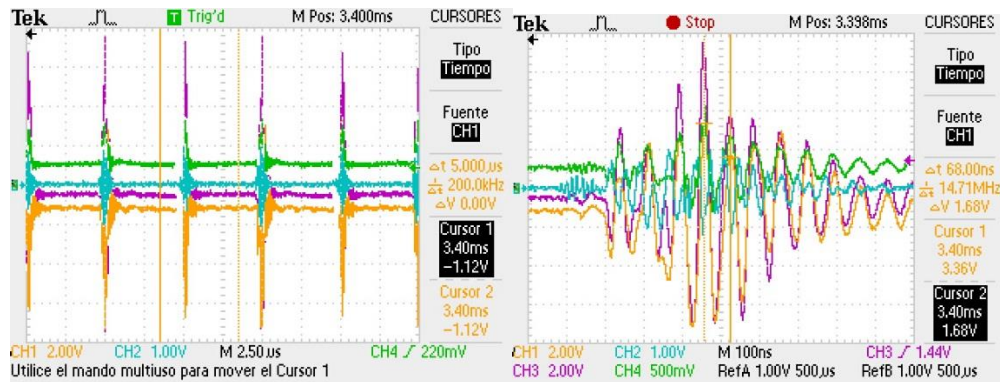


Figura 6.23: Ruidos de masa durante conmutaciones. Modulante (verde), Corriente medida en LEM (morada), corriente acondicionada (amarilla), sonda de corriente (azul).

Por tanto, se debe averiguar la forma en la que se propaga este ruido hasta los circuitos. Para ello, se barajan dos causas probables: Tensión de modo común y ruido radiado.

#### 6.4.1.1. RUIDOS DE MODO COMÚN

Este tipo de ruidos se darían en el caso de que existiesen condensadores parásitos entre los circuitos que conectan la placa de señal con la placa de fuerza. Estos efectos pueden darse en 3 elementos que se muestran en el esquema de la figura 6.24: en el circuito de drivers (ya que no es aislado),  $C_{pd}$ ; en el sensor de corriente,  $C_{ps}$ ; o a través de los transformadores de red y de medida,  $C_{ptr}$  y  $C_{ptm}$ . Aunque ya suceden con tan solo la conexión de los drivers por lo que estos últimos dos se descartan por el momento.

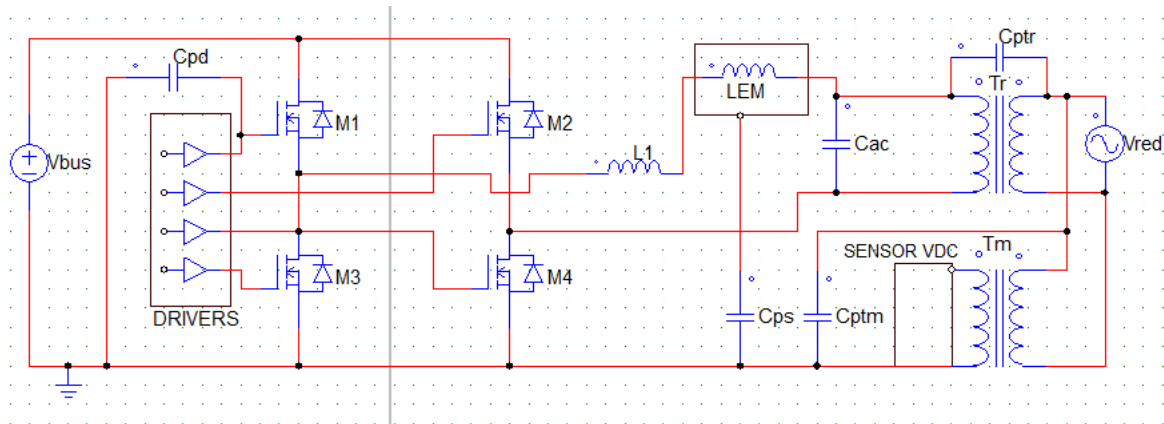


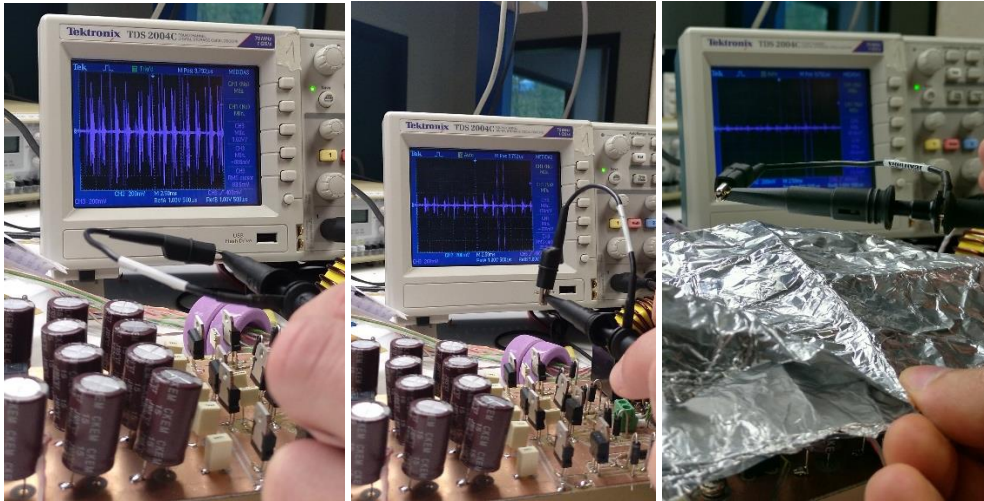
Figura 6.24: Esquema de corrientes de modo común del convertidor.

Para atenuar el ruido se coloca una ferrita en los cables que conectan las placas de señal con la de potencia. Aunque se comprueba que lejos de solucionar el problema, lo empeora por lo que se descarta la primera opción. También se intenta medir estas corrientes utilizando una sonda amperimétrica. Para ello, se coge el conjunto de los cables de ida y de retorno, y se introducen dentro de la pinza. Si la corriente es de modo común, circulará en un solo sentido por lo que provocará un campo magnético que no se anula y la sonda lo detectará. No obstante, esta tarea resulta difícil debido a que la sonda presenta mucho nivel de ruido. Como este ya está presente incluso antes de medir, se tiene que debe ser por el ruido radiado.

#### 6.4.1.2. RUIDO DIFERENCIAL

La segunda opción es comprobar si a raíz de las conmutaciones del puente H se induce ruido en los circuitos, especialmente en el driver. Para ello, se cortocircuita el cocodrilo de la masa de la sonda con su punta de medida creando una antena improvisada (ver fig. 6.25). Según la ley de Lenz si existe un campo magnético variable que atraviese el área que abarca el lazo, entonces se debe inducir una tensión en él.





*Figura 6.25: Ruido radiado por el puente H. Sonda en horizontal (izqda.), sonda en vertical (centro), puente apantallado (dcha.).*

Como puede verse, el campo magnético sale en dirección vertical y con relativa intensidad del puente de transistores. Aunque debido a su alta frecuencia de 15 MHz, puede ser bloqueado con unas láminas de papel de aluminio. Tras unas mediciones adicionales se comprueba que el campo se propaga de forma radial y que además, el ruido es proporcional a la tensión de bus. Por tanto, los transistores deben de estar actuando en forma de antena. Por otra parte, en la zona de los drivers también se nota el campo pero con algo menos de intensidad. Es decir, el problema es de naturaleza radiada, luego, el ruido es de modo diferencial.

Para solucionar este problema se coloca el interruptor de enable/disable del driver cerca del punto de masa del mismo para evitar las posibles tensiones que pudieran provocar el inesperado apagado del elemento. Además, se refuerza el circuito de masas de la placa y se trenzan los cables que transmiten las señales de referencia, medida del sensor de corriente y tensión de control para que se transmitan de forma diferencial. Estas al estar todas referidas al plano de masa de la placa, se ven perturbadas por el excesivo ruido que esta contiene. El hecho de no contener un plano de masa sino cables que conectan este mismo punto eléctrico, hace que se comporte como antena receptora de las radiaciones del puente en H. Por tanto, al transmitirlos de forma diferencial se consigue que se deje comportar como antenas.

Con esto se consigue eliminar el ruido en la bobina y solucionar el problema. No obstante, el plano de masa continua captando gran nivel de ruido por lo que para hacer correctas mediciones con las sondas, se debe referenciar cada una de ellas lo más cerca posible al plano de masa de forma que se evite la formación de lazos que actúen de antena.

# CAPÍTULO 7

---

## CONCLUSIONES

### RESUMEN

En este último capítulo se exponen las conclusiones del presente trabajo de fin de grado así como las líneas futuras para la continuación del mismo.



## 7.1. CONCLUSIÓN

Lamentablemente no se ha dispuesto del tiempo suficiente para finalizar el proyecto, aunque al menos se ha logrado implementar el lazo de control de corriente. La principal causa de esto ha sido el apartado de diseño del control. En un principio se pensaba que sería un primer orden, pero su transformación a un tercero lo ha complicado considerablemente.

De todas formas, considero que el proyecto ha sido muy estimulante ya que abarca numerosas áreas de la ingeniería eléctrica y electrónica. Se han aplicado conocimientos de teoría de control automático y digital, diseño de circuitos impresos, electrónica de potencia, energías renovables y programación de microcontroladores entre otros.

Por otra parte, la posibilidad de realizar un montaje, permite profundizar y afianzar los conocimientos teóricos (además de demostrarlos) adquiridos durante el grado. Como se ha comprobado, en la práctica existen variables que en ocasiones no se tienen en cuenta en el diseño pero que pueden ser determinantes para el correcto funcionamiento de los circuitos. Por mencionar una de las más destacables, está el hecho de intentar implementar toda la placa de señal en un circuito de prototipo. Como se ha comprobado, la carencia de un plano de masa y la gran cantidad de conductores aéreos hacen de ella una perfecta antena para captar el ruido de las conmutaciones.

Solo quiero mencionar que recomiendo el montaje de un convertidor de potencia como trabajo de fin de grado.

## 7.2. LÍNEAS FUTURAS

Los siguientes pasos a realizar serían, primero terminar el presente trabajo, para el cual se requiere implementar la conexión a red, el lazo de tensión de todos los modos de funcionamiento, el algoritmo MPPT y las protecciones de sobrecorrientes y sobretensiones.

Además se proponen algunas ideas con las que se podría ampliar el trabajo ya finalizado:

- Integrar la instalación junto con un sistema que automatice y que optimice los modos de funcionamiento con datos en tiempo real. Todo ello siguiendo la filosofía de la IoT.
- Rediseñar la placa de seañal utilizar una placa de circuito impreso hecha en fábrica que tenga posibilidad de vías metalizadas, mascara de soldadura y planos de masa y tensiones para mejorar el funcionamiento de los circuitos.
- El lazo de corriente se puede simplificar en un solo circuito integrado para ahorrar espacio y mejorar su eficiencia.

## 8. REFERENCIAS

- [1] Joel Mokyr. "The second Industrial Revolution, 1870-1914". Northwestern University, 1998. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/yJ6qAf>
- [2] Colin Campbell and Vaclav Smil compiled by Rembrandt Koppelaar. *British Petroleum*.
- [3] Iñigo Capellán-Pérez, Margarita Mediavilla y otros. "Agotamiento de los combustibles fósiles y escenarios socio-económicos: un enfoque integrado". España, 2014.
- [4] Margarita Caballero, Socorro Lozano, y Beatriz Ortega. "Efecto invernadero, calentamiento global y cambio climático: una perspectiva desde las ciencias de la tierra". Universidad Nacional Autónoma de México, 2017. "[En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/caCkjh>
- [5] A.K. Akella, R.P. Saini, M.P. Sharma. "Social, economical and environmental impacts of renewable energy systems". India, 2008. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/EkPKgw>
- [6] "Reporte de la situación mundial Energías Renovables 2017" REN21, 2017. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/ahi77g>
- [7] Syed M. Islam, Chem V. Nayar, Ahmed Abu-Siada, Md Mubashwar Hasan. "Power Electronics for Renewable Energy Sources". Curtin University, Perth, WA, Australia, 2018. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/YnepRX>
- [8] Karl Georg Høyer. "The history of alternative fuels in transportation: The case of electric and hybrid cars". Technology, Design & Environment, Oslo University College, 2017. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/J1G2E9>
- [9] Rifkin, J. "The third industrial revolution". *Engineering & Technology*, 26-2, 2008.
- [10] Gil Knier. "How do Photovoltaics Work?" ScienceNASA, 2008. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/eZzNNT>
- [11] "Advantages and disadvantages of Solar Photovoltaic" Solarvis Energy, 2016. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/7icinp>
- [12] "Advantages and Disadvantages of Solar Cells" Greenmatch, 2015. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/sRuCxn>
- [13] Ernesto Barrios Rípodas. "Estado actual y perspectivas de las Energías Renovables". Dpto. de Ing. Eléctrica y Electrónica de la UPNA, 2016.
- [14] Imagen obtenida en: <https://goo.gl/sYA1Dj>
- [15] M.A. Muntasser, M.F. Bara, H.A. Quadr. "Photovoltaic marketing in developing countries". International. Energy Foundation, 2000.

- [16] Castaner,T. Markvart,L. Castane. Practical Handbook of Photovoltaics: Fundamentals and Applications, 2003.
- [17] Thomas Stetz, Frank Marten, and Martin Braun. "Improved Low Voltage Grid-Integration of Photovoltaic Systems in Germany". IEEE, 2013.
- [18] "Energías Renovables 2016 Reporte de la Situación Mundial". REN21, 2016. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/1fFDNG>
- [19] Ignacio Martil. "El concepto de Paridad de Red en el mercado eléctrico". Marzo, 2018. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/5zYSXJ>
- [20] "Solar radiation and PV maps – Europe". European Commission, 2007. [En línea]. Disponible en: <http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/countries/countries-europe.htm>
- [21] "El sector fotovoltaico español prevé inversiones de hasta 5.000 millones de euros de aquí a 2020". UNEF, 2018. [En línea] Disponible en: <https://goo.gl/6UjpFM>
- [22] Ernesto Barrios Rípodas. "Fundamentos de los sistemas fotovoltaicos". Dpto. de Ing. Eléctrica y Electrónica de la UPNA, 2016.
- [23] Boletín oficial del estado. Real Decreto 900/2015, de 9 de octubre, por el que se regulan las condiciones administrativas, técnicas y económicas de las modalidades de suministro de energía eléctrica con autoconsumo y de producción con autoconsumo.
- [24] Boletín oficial del estado. Real Decreto 1699/2011, de 18 de noviembre, por el que se regula la conexión a red de instalaciones de producción de energía eléctrica de pequeña potencia». 8 de diciembre de 2011.
- [25] European Commision, 2014. [En línea] Disponible en: [https://ec.europa.eu/clima/policies/strategies/2030\\_es](https://ec.europa.eu/clima/policies/strategies/2030_es)
- [26] Real Decreto 314/2006, de 17 de marzo, Código Técnico de la Edificación (CTE) Documento Básico de Ahorro de Energía (DB-HE). Sección HE 5, Contribución fotovoltaica mínima de energía eléctrica. BOE-A-2006-5515.
- [27] M. Á. Hernández Cruz. "Cálculo radiación horaria media mensual a partir de la radiación media mensual diaria" (Para Pamplona, marzo, inclinación 45º, albedo 0.2.). CENIFER, 2013.
- [28] Iberdrola 2018. Datos tomados del contador inteligente de un hogar para el día 17 de marzo de 2017.
- [29] Flemming Kristensen. "PV TECHNOLOGY STATUS AND PROSPECTS" Dinamarca, 2008. [En línea]. Disponible en: <https://goo.gl/A9oYN>
- [30] Tarifa 2.0 DHS para el 17 de marzo de 2017. REE, 2018. "[En línea]. Disponible en: <https://www.esios.ree.es/es/pvpc?date=17-03-2017> "[Accedido: 5-feb-2018]

- [31] Chan Freddy, Torres Emmanuel, Sánchez Víctor, Toral Homero, Acosta Roberto. "Determinación de la vida útil de un Inversor para aplicaciones fotovoltaicas" RIEE&C, Vol. 12 No. 1, 2014.
- [32] David L. King, Jay A. Kratochvil, and William E. Boyson. "Temperature Coefficients for PV Modules and Arrays: Measurement Methods, Difficulties, and Results". 26th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, September 29- October 3, 1997, Anaheim, California
- [33] Fermín Barrero. "Sistemas de energía eléctrica". Universidad de Extremadura, 2004.
- [34] Ernesto Barrios Rípodas. "Energía Solar Fotovoltaica". Dpto. de Ing. Eléctrica y Electrónica de la UPNA, 2016.
- [35] Luis Marroyo y Javier Marcos, 2015. "Semiconductores de Potencia". Dpto. de Ing. Eléctrica y Electrónica de la UPNA, 2015
- [36] "Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide". Cornell Dubilier Electronics, USA. [En línea] Disponible en: <http://www.cde.com/resources/catalogs/AEappGUIDE.pdf>
- [37] Texas Instrument. "High Speed PCB Layout Techniques". High Speed Analog Design and Application Seminar [En línea] Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ml/slyp173/slyp173.pdf>
- [38] Fairchild Semiconductor Corporation. AN-6076 "Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC". 2008. [En línea] Disponible en: <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-6076.pdf>
- [39] Ernesto Barrios Rípodas. "Energía Solar Fotovoltaica". Dpto. de Ing. Eléctrica y Electrónica de la UPNA, 2016.
- [40] SISTEMAS DE CONTROL EN TIEMPO DISCRETO. Katsuhiko Ogata. Ed Prentice Hall 1996
- [41] MathWorks, 2018 "Implementación de algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) para sistemas fotovoltaicos mediante MATLAB y Simulink". [En línea] Disponible en: <https://es.mathworks.com/discovery/mppt-algorithm.html>
- [42] EEUGUIDE, 2018. [En línea] <http://www.eeeguide.com/triangular-wave-generator-using-op-amp/>
- [43] Imagen obtenida de [https://es.wikipedia.org/wiki/Ensayo\\_de\\_cortocircuito](https://es.wikipedia.org/wiki/Ensayo_de_cortocircuito)
- [44] Imagen obtenida de <https://www.circuitlab.com/circuit/6tp5x5/circuito-lr/>
- [45] AN9405, Rev 6.00, Dec 24, 2014. "HIP4081A, 80V High Frequency H-Bridge Driver. Application Note". Renesas.
- [46] Miguel Angel J. C. "Evaluación de la condición de salud del transformador mediante análisis de vibraciones usando la transformada Hilbert-Huang". Universidad autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, 2001.

## 9 ANEXOS

### 9.1. BALANCE ENERGÉTICO

Modo de funcionamiento	Horas		Energía [Wh]			
	De	Hasta	Generada	En Baterías	Consumida	Vertida
Apagado	0	1	0	0	24	-24
Apagado	1	2	0	0	52	-52
Apagado	2	3	0	0	105	-105
Apagado	3	4	0	0	58	-58
Red a batería	4	5	-75	75	32	-107
Apagado	5	6	0	75	24	-24
Apagado	6	7	0	75	133	-133
Apagado	7	8	0	75	100	-100
FV a red	8	9	16,53	75,00	406	-389,47
FV a red	9	10	38,82	75,00	357	-318,18
FV a red	10	11	62,67	75,00	125	-62,33
FV a batería	11	12	83,88	158,88	100	-100
FV a red	12	13	98,48	158,88	71	27,48
FV a red	13	14	103,68	158,88	74	29,67
FV a red	14	15	98,48	158,88	145	-46,52
FV a red	15	16	83,88	158,88	193	-109,12
FV a red	16	17	62,67	158,88	470	-407,33
FV a red	17	18	38,82	158,88	562	-523,18
FV a red	18	19	16,53	158,88	183	-166,47
Apagado	19	20	0	158,88	105	-105,00
FV+Batería a red	20	21	108	50,88	108	0,00
FV+Batería a red	21	22	50,88	0,00	182	-131,12
Apagado	22	23	0	0,00	305	-305,00
Apagado	23	24	0	0,00	120	-120
<b>Balance total de energía</b>			863,32	158,88	4034,00	-3329,56

## 9.2. BALANCE ECONÓMICO

Modo de funcionamiento	Horas		Tarifa	Precio [€/MWh]	Coste de energía [c€]		
	De	Hasta			con FV	sin FV	Ahorro
Apagado	0	1	V	72,47	0,17	0,17	0,00
Apagado	1	2	S	62,33	0,32	0,32	0,00
Apagado	2	3	S	57,68	0,61	0,61	0,00
Apagado	3	4	S	56,7	0,33	0,33	0,00
Red a batería	4	5	S	56,23	0,60	0,18	-0,42
Apagado	5	6	S	56,99	0,14	0,14	0,00
Apagado	6	7	S	62,45	0,83	0,83	0,00
Apagado	7	8	V	70,65	0,71	0,71	0,00
FV a red	8	9	V	70,18	2,73	2,85	0,12
FV a red	9	10	V	71,42	2,27	2,55	0,28
FV a red	10	11	V	69,5	0,43	0,87	0,44
FV a batería	11	12	V	68,58	0,69	0,69	0,00
FV a red	12	13	V	65,89	-0,18	0,47	0,65
FV a red	13	14	P	130,47	-0,39	0,97	1,35
FV a red	14	15	P	131,2	0,61	1,90	1,29
FV a red	15	16	P	131,36	1,43	2,54	1,10
FV a red	16	17	P	130,91	5,33	6,15	0,82
FV a red	17	18	P	131,27	6,87	7,38	0,51
FV a red	18	19	P	130,98	2,18	2,40	0,22
Apagado	19	20	P	133,91	1,41	1,41	0,00
FV+Batería a red	20	21	P	137,09	0,00	1,48	1,48
FV+Batería a red	21	22	P	137,35	1,80	2,50	0,70
Apagado	22	23	P	136,28	4,16	4,16	0,00
Apagado	23	24	V	70,01	0,84	0,84	0,00
Balance total económico [c€]					33,89	42,42	8,53

### 9.3. PÉRDIDAS DEL PUENTE EN H

MOSFET	DIODO	Fcon [kHz]	Perdidas MOSFETs [W]		Perdidas Diodos [W]	
			Conducción	Conmutación	Conducción	Conmutación
FDPF085N10A	Interno	75	1.24	6.58	4.38	0.09
		100	1.24	8.78	4.38	0.12
		125	1.24	10.97	4.38	0.14
STF110N10F7	Interno	75	1.78	2.59	3.93	0.22
		100	1.78	3.45	3.93	0.29
		125	1.78	4.31	3.93	0.37
	30EPH03PBF	100	2.46	3.75	5.66	0.06
	STPS30M60SR	100	1.78	3.45	2.96	0.58*
	MBRF20200CTG	100	1.78	3.45	4.97	0.58*
	NTST30100SG	100	1.78	3.45	3.54	0.58*
IRFI4410ZPBF	Interno	75	3.82	2.36	4.16	0.20
		100	3.82	3.14	4.16	0.27
		125	3.82	3.93	4.16	0.34
	STPS30M60SR	100	3.82	3.14	2.99	0.58*
	NTST30100SG	100	3.82	3.14	3.54	0.58*
FQP33N10	Interno	75	18.76	10.52	4.15	0.16
IRFP140NPBF	Interno	75	19.47	2.56	4.78	0.16
MOSFET	DIODO	Fcon [kHz]	Pérdidas Totales [W]	Eficiencia Puente [%]	Precio [€/ud]	
					Mosfet	Diodo
FDPF085N10A	Interno	75	12.29	93.92	1,68	-
		100	14.52	92.90		
		125	16.74	91.90		
STF110N10F7	Interno	75	8.51	95.71	1,98	-
		100	9.45	95.26		
		125	10.38	94.82		
	30EPH03PBF	100	11.94	94.09		2,26
	STPS30M60SR	100	8.77	95.59		1,26
	MBRF20200CTG	100	10.79	94.63		1,69
	NTST30100SG	100	9.35	95.31		1,04
IRFI4410ZPBF	Interno	75	10.54	94.74	2,07	-
		100	11.39	94.34		
		125	12.25	93.94		
	STPS30M60SR	100	10.54	94.75		1,26
	NTST30100SG	100	11.09	94.49		1,04
FQP33N10	Interno	75	33.59	84.98	1,06	-
IRFP140NPBF	Interno	75	26.97	87.57	1,85	-

\* Las pérdidas de conmutación del diodo son en realidad desconocidas, aunque no son decisivas.



## 9.4. INSTRUMENTACIÓN UTILIZADA

- **POLÍMETRO:** **TES-2700**
- **VATÍMETRO:** **METRIX PX 110**
- **SONDA DE TENSIÓN:** **TEKTRONIX TPP101**
- **SONDA DE TENSIÓN DIFERENCIAL:** **TEKTRONIX P5200**
- **SONDA DE CORRIENTE:** **FLUKE I200S**
- **OSCILOSCOPIO:** **TEKTRONIX TDS 2004C**
- **FUENTE DC 1:** **PROMAX FAC-662B**
- **FUENTE DC 2:** **PROMAX FA-665B**
- **GENERADOR DE FUNCIONES:** **GF-232**

## 9.5. LISTA DE MATERIALES

nº	ID	Valor	Fabricante	Código fabricante	Cantidad
1	L1	60µH 16A 12mOhm	Bourns Inc.	PE-51508NL	1
2	C1	20uF ±10% 60 Vrms	AVX Corporation	FFB14E0206K--	1
3	C2-C12	1000µF 63V	Illinois Capacitor	108CKE063M	10
4	C12-C18	1uF ±5% 63 Vdc	KEMET	R82DC4100DQ60J	6
5	C18-C22	2200pF ±5% 100 Vdc	KEMET	R82EC1220DQ50J	4
6	C22-C24	39pF, 50V, 5%	Vishay BC Components	K390J15C0GF5TL2	3
7	C25-C26	10uF, 63V, 10%	Nichicon	UKL1J100KED	2
8	C27-C46	10uF,50V,10%	AVX Corporation	SR215C104JAR	25
9	C47-C50	0,33uF,50V,5%	KEMET	C333C334J5R5TA	3
10	C51-C53	0,47uF,50V,10%	KEMET	C315C474K5R5TA	3
11	C54-C59	4700pF,50V,10%	Murata Electronics	RDE5C1H472J1P1H03B	5
12	C60-C62	100pF,50V,10%	Vishay BC Components	K101J15C0GF5TL2	3
13	C63-C65	1000pF,50V,10%	TDK Corporation	FG28C0G1H102JNT06	3
14	R1-R3	27k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNMF14FTC27K0	3
15	R4-R24	27k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNMF14FTC82K0	21
16	R25-R28	150k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNF14FTD150K	4
17	R29-R33	33k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNMF14FTC33K0	5
18	R34-R39	560k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNMF14FTC560K	6
19	R40-R42	6k8, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNMF14FTC6K80	3
20	R43-R45	51k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNMF14FTC51K0	3

nº	ID	Valor	Fabricante	Código fabricante	Cantidad
21	R46-R49	120k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNMF14FTC120K	3
22	R50-R52	39k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNMF14FTC39K0	3
23	R53-R57	10k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNF14FTD10K0	5
24	R58-R62	100k, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNF14FTD100K	5
25	R63-R67	330, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNMF14FTC330R	5
26	R68-R77	150, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	RNF14FTD150R	10
27	R78-R88	4,7Ohm, 0,25W	Stackpole Electronics Inc.	CFM14JT4R70	10
28	RV1-RV3	5k, 0,25W	Bourns Inc.	3310C-001-502L	3
29	RV4-RV5	50k, 0,25W	Bourns Inc.	3310C-001-503L	2
30	D1-D4	30A, 60V	STMicroelectronics	STPS30M60ST	4
31	D5-D10	100V, 1A, Vf 0,77V	Vishay Semiconductor	SB1H100-E3/73	6
32	ZD1-ZD4	3.3V 500mW $\pm 5\%$	ON Semiconductor	1N5226BTR	4
33	ZD5-ZD12	16V 5W $\pm 5\%$	ON Semiconductor	1N5353BG	8
34	LED1-LED5	Vf 2,2V, If 20mA	Cree Inc.	C4SMF-RJF-CT0W0BB1	5
35	Q1-Q4	110 A, 100 V,	STMicroelectronics	STP110N10F7	4
36	Q5-Q11	40V, 200mA,	ON Semiconductor	2N3904BU	6
37	Q12-Q18	45V,100mA	ON Semiconductor	BC557BTA	6
38	A1	500MHz, Vcc $\pm 15V$ ,	Linear Technology	LT1222CN8#PBF	1
39	A2-A9	3MHz, Vid $\pm 30V$	Texas Instruments	LF353P	8
40	CMP1-CMP2	Vid $\pm 25V$ ,Vcc 5V, 25ns	Texas Instruments	TL712CP	2
41	AD1-AD2	Vs $\pm 18V$ CMRR 100dB	Analog Devices Inc.	AMP03GPZ	2
42	U1	95V, 2,4A, 10ns	Intersil	HIP4081AIPZ	1
43	U2	32 bits, AT91SAM3X8E	Arduino	A000062	1
44	U3	15 a 5V, 1A	STMicroelectronics	L7805ACV	1
45	U4	15 a 6V, 2,2A	ON Semiconductor	MC7806CTG	1
46	BAT	17Ah	B.B. BATTERY	BP17-12	2
47	FV	190W	RED SOLAR	RED190-72P	1
48	T1	15/230 V	RS PRO	-	1
49	CR1-CR6	16A, 250VAC-24VCC	Omron Electronics	G5RLU-1A-E DC6	6
50	LEM	Range $\pm 60A$ p	LEM USA Inc.	HX 20-P	1
51	P1	0,01A, 35V, SPST-NO	E-Switch	KS-01Q-01	4
52	P2-P5	0,01A, 35V, SPST-NO	E-Switch	KS-01Q-02	1
53	CN1-CN10	300V,18A,5mm	Phoenix Contact	1935161	10
54	CN11-CN20	10-12 CAE (AWG)	TE Connectivity	34854	10
55	-	20 CAE (AWG), PVC,	Alpha Wire	3053/1 BK005	1
56	-	5A, 2,54mm, 7,62mm	Winslow	W30520TRC	1
57	-	3A, 2,54mm	Preci-Dip	801-87-005-10-001101	5
58	-	17 A, 1 kV dc, M12	Multi Contact	32.0076P0001	2
59	-	Aluminum 2.6W@75°C	CUI Inc.	HSS-B20-0635H-02	4

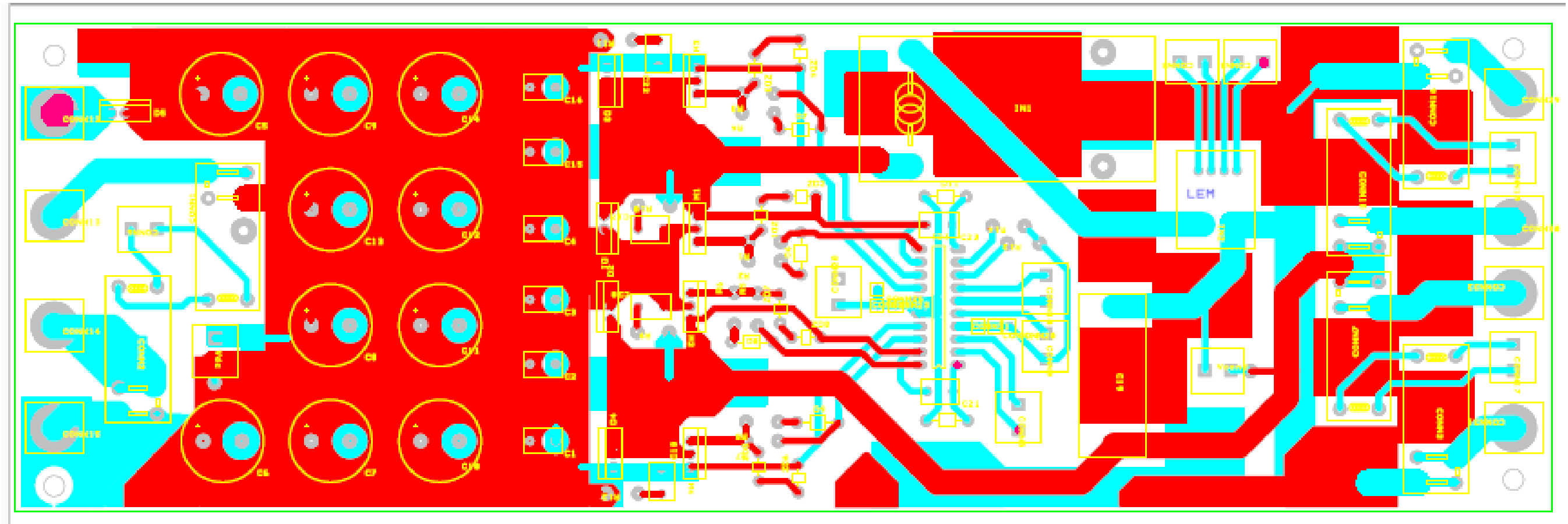
## 9.6. PRESUPUESTO

nº	ID	Distribuidor	Ref. distribuidor	Cantidad	€/ud.	Total
1	L1	Digikey	553-1723-ND	1	10,350	10,350
2	C1	Digikey	478-2592-ND	1	6,490	6,490
3	C2-C12	Digikey	1572-1055-ND	10	0,651	6,510
4	C12-C18	Digikey	399-5447-1-ND	6	0,299	1,794
5	C18-C22	Digikey	399-9692-1-ND	4	0,160	0,640
6	C22-C24	Digikey	BC1008CT-ND	3	0,170	0,510
7	C25-C26	Digikey	493-14491-ND	2	0,420	0,840
8	C27-C46	Digikey	478-6008-ND	25	0,330	8,250
9	C47-C50	Digikey	399-13993-ND	3	0,440	1,320
10	C51-C53	Digikey	399-9741-ND	3	0,280	0,840
11	C54-C59	Digikey	490-8697-ND	5	0,390	1,950
12	C60-C62	Digikey	BC1013CT-ND	3	0,170	0,510
13	C63-C65	Digikey	445-173473-1-ND	3	0,240	0,720
14	R1-R3	Digikey	S27KCACT-ND	3	0,080	0,240
15	R4-R24	Digikey	S82KCACT-ND	21	0,058	1,218
16	R25-R28	Digikey	RNF14FTD150KCT-ND	4	0,080	0,320
17	R29-R33	Digikey	RNMF14FTC33K0CT-ND	5	0,080	0,400
18	R34-R39	Digikey	S560KCACT-ND	6	0,080	0,480
19	R40-R42	Digikey	S6.8KCACT-ND	3	0,080	0,240
20	R43-R45	Digikey	S51KCACT-ND	3	0,080	0,240
21	R46-R49	Digikey	S120KCACT-ND	3	0,080	0,240
22	R50-R52	Digikey	S39KCACT-ND	3	0,080	0,240
23	R53-R57	Digikey	RNF14FTD10K0CT-ND	5	0,080	0,400
24	R58-R62	Digikey	RNF14FTD100KCT-ND	5	0,080	0,400
25	R63-R67	Digikey	S330CACT-ND	5	0,058	0,290
26	R68-R77	Digikey	RNF14FTD150RCT-ND	10	0,058	0,580
27	R78-R88	Digikey	S4.7QCT-ND	10	0,033	0,330
28	RV1-RV3	Digikey	3310C-001-502L-ND	3	2,340	7,020
29	RV4-RV5	Digikey	3310C-001-503L-ND	2	2,340	4,680
30	D1-D4	Digikey	497-12324-ND	4	2,380	9,520
31	D5-D10	Digikey	SB1H100-E3/73GICT-ND	6	0,239	1,434
32	ZD1-ZD4	Digikey	1N5226BFSCCT-ND	4	0,107	0,428
33	ZD5-ZD12	Digikey	1N5353BGOS-ND	8	0,297	2,376
34	LED1-LED5	Digikey	C4SMF-RJF-CT0W0BB1-ND	5	0,096	0,480
35	Q1-Q4	Digikey	497-13551-5-ND	4	1,952	7,808
36	Q5-Q11	Digikey	2N3904FS-ND	6	0,170	1,020
37	Q12-Q18	Digikey	BC557BTACT-ND	6	0,200	1,200
38	A1	Digikey	LT1222CN8#PBF-ND	1	5,170	5,170
39	A2-A9	Mouser	595-LF353P	8	0,412	3,296
40	CMP1-CMP2	Digikey	296-6630-5-ND	2	1,830	3,660

nº	ID	Distribuidor	Ref. distribuidor	Cantidad	€/ud.	Total
41	AD1-AD2	Digikey	AMP03GPZ-ND	2	6,680	13,360
42	U1	Digikey	HIP4081AIPZ-ND	1	4,380	4,380
43	U2	Mouser	782-A000062	1	30,670	30,670
44	U3	RS Componenetes	298-8508	1	0,290	0,290
45	U4	RS Componenetes	516-6177	1	0,370	0,370
46	BAT	Digikey	522-1014-ND	2	51,540	103,080
47	FV	TTE	RED001	1	215,740	215,740
48	T1	RS Componentes	503-934	1	31,840	31,840
49	CR1-CR6	Digikey	Z5413-ND	6	3,024	18,144
50	LEM	Digikey	398-1038-ND	1	13,720	13,720
51	P1	Digikey	EG4791-ND	4	0,430	1,720
52	P2-P5	Digikey	EG4792-ND	1	0,490	0,490
53	CN1-CN10	Digikey	277-1667-ND	10	0,330	3,300
54	CN11-CN20	Digikey	A0970-ND	10	0,350	3,500
55	-	Digikey	A3053B-100-ND	1	34,380	34,380
56	-	RS componenetes	813-159	1	0,674	0,674
57	-	RS componenetes	702-2763	5	0,310	1,550
58	-	RS Componenetes	794-7234	2	6,030	12,060
59	-	Digikey	102-4175-ND	4	0,310	1,240

**PRESUPUESTO TOTAL SIN IVA:****584,94 €****PRESUPUESTO TOTAL CON IVA (21%):****707,77 €**

## 9.7. PCB DE LA PLACA DE POTENCIA



## 9.8. ESQUEMAS ELÉCTRICOS

### 9.8.1 PLACA DE SEÑAL

Pendiente para 5 de julio

### 9.8.2. PLACA DE POTENCIA

Pendiente para 5 de julio

Hacer los esquemas en design spark de la placa de potencia y la placa de señal

Todos los componentes deberán estar referenciados a la lista de materiales

Ejemplo: Operacional-> A1; Circuito integrado U1

## 9.9. HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

### 9.9.1. LINKS POR Nº IDENTIFICADOR DE COMPONENTE

1. <https://www.digikey.es/product-detail/es/pulse-electronics-power/PE-51508NL/553-1723-ND/2265974>
2. <https://www.digikey.es/product-detail/es/avx-corporation/FFB14E0206K/478-2592-ND/717534>
3. <https://www.digikey.es/product-detail/es/illinois-capacitor/108CKE063M/1572-1055-ND/5343985>
4. <https://www.digikey.es/product-detail/es/kemet/R82DC4100DQ60J/399-5447-1-ND/1930840>
5. <https://www.digikey.es/product-detail/es/kemet/R82EC1220DQ50J/399-9692-1-ND/3724601>
6. <https://www.digikey.es/product-detail/es/vishay-bc-components/K390J15C0GF5TL2/BC1008CT-ND/286630>
7. <https://www.digikey.es/product-detail/es/nichicon/UKL1J100KED/493-14491-ND/2598494>
8. <https://www.digikey.es/product-detail/es/avx-corporation/SR215C104JAR/478-6008-ND/2208907>
9. <https://www.digikey.es/products/es?keywords=399-13993-ND>
10. <https://www.digikey.es/product-detail/es/kemet/C315C474K5R5TA/399-9741-ND/3726125>
11. <https://www.digikey.es/product-detail/es/murata-electronics-north-america/RDE5C1H472J1P1H03B/490-8697-ND/4770852>
12. <https://www.digikey.es/product-detail/es/vishay-bc-components/K101J15C0GF5TL2/BC1013CT-ND/286635>
13. <https://www.digikey.es/product-detail/es/tdk-corporation/FG28C0G1H102JNT06/445-173473-1-ND/5812078>
14. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNMF14FTC27K0/S27KCACT-ND/2617479>
15. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNMF14FTC82K0/S82KCACT-ND/2617537>
16. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNF14FTD150K/RNF14FTD150KCT-ND/1975167>
17. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNMF14FTC33K0/RNMF14FTC33K0CT-ND/4770675>
18. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNMF14FTC560K/S560KCACT-ND/2617515>
19. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNMF14FTC6K80/S6.8KCACT-ND/2617530>
20. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNMF14FTC51K0/S51KCACT-ND/2617513>
21. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNMF14FTC120K/S120KCACT-ND/2617440>
22. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNMF14FTC39K0/S39KCACT-ND/2617495>
23. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNF14FTD10K0/RNF14FTD10K0CT-ND/1975090>
24. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNF14FTD100K/RNF14FTD100KCT-ND/1975158>
25. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNMF14FTC330R/S330CACT-ND/2617488>

26. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/RNF14FTD150R/RNF14FTD150RCT-ND/1974982>
27. <https://www.digikey.es/product-detail/es/stackpole-electronics-inc/CFM14JT4R70/S4.7QCT-ND/2617766>
28. <https://www.digikey.es/product-detail/es/bourns-inc/3310C-001-502L/3310C-001-502L-ND/1088211>
29. <https://www.digikey.es/product-detail/es/bourns-inc/3310C-001-503L/3310C-001-503L-ND/1088212>
30. <https://www.digikey.es/products/es?keywords=STPS30M60ST>
31. <https://www.digikey.es/product-detail/es/vishay-semiconductor-diodes-division/SB1H100-E3-73/SB1H100-E3-73GICT-ND/3711858>
32. <https://www.digikey.es/product-detail/es/on-semiconductor/1N5226BTR/1N5226BFSC-ND/1992218>
33. <https://www.digikey.es/product-detail/es/on-semiconductor/1N5353BG/1N5353BGOS-ND/1474097>
34. <https://www.digikey.es/product-detail/es/cree-inc/C4SMF-RJF-CTOW0BB1/C4SMF-RJF-CTOW0BB1-ND/2809664>
35. <https://www.digikey.es/products/es?keywords=STP110N10F7>
36. <https://www.digikey.es/product-detail/es/on-semiconductor/2N3904BU/2N3904FS-ND/1413>
37. <https://www.digikey.es/product-detail/es/on-semiconductor/BC557BTA/BC557BTACT-ND/3042484>
38. <https://www.digikey.es/product-detail/es/linear-technology-analog-devices/LT1222CN8-PBF/LT1222CN8-PBF-ND/890297>
39. <https://www.mouser.es/ProductDetail/Texas-Instruments/LF353P?qs=sGAEpiMZZMtCHixnSjNA6KeLSdc1HUspEliWkFluAfU%3d>
40. <https://www.digikey.es/product-detail/es/texas-instruments/TL712CP/296-6630-5-ND/372684>
41. <https://www.digikey.es/product-detail/es/analog-devices-inc/AMP03GPZ/AMP03GPZ-ND/820285>
42. <https://www.digikey.es/product-detail/es/intersil/HIP4081AIPZ/HIP4081AIPZ-ND/821445>
43. <https://www.mouser.es/ProductDetail/Arduino/A000062?qs=D9UofrEmuWn3CLF7hFoZGA==>
44. <https://es.rs-online.com/web/p/reguladores-de-tension-lineal/2988508/>
45. <https://es.rs-online.com/web/p/reguladores-de-tension-lineal/5166177/>
46. <https://www.digikey.es/product-detail/es/b-b-battery/BP17-12-B1/522-1014-ND/653335>
47. <https://www.tutiendaenergetica.es/panel-fotovoltaico-24v-190w-policristalino>
48. <https://es.rs-online.com/web/p/transformadores-de-montaje-en-panel/0503934/>
49. <https://www.digikey.es/products/es?keywords=G5RL-U1A-E%20DC6>
50. <https://www.digikey.es/product-detail/es/lem-usa-inc/HX-20-P/398-1038-ND/1026529>
51. <https://www.digikey.es/product-detail/es/e-switch/KS-01Q-01/EG4791-ND/2116270>
52. <https://www.digikey.es/product-detail/es/e-switch/KS-01Q-02/EG4792-ND/2116271>
53. <https://www.digikey.es/product-detail/es/phoenix-contact/1935161/277-1667-ND/568614>
54. <https://www.digikey.es/product-detail/es/te-connectivity-amp-connectors/34854/A0970-ND/172877>
55. <https://www.digikey.es/product-detail/es/alpha-wire/3053-1-BK005/A3053B-100-ND/281586>
56. <https://es.rs-online.com/web/p/zocalos-dil/0813159/>
57. <https://es.rs-online.com/web/p/zocalos-sil/7022763/>
58. <https://es.rs-online.com/web/p/conectores-para-instalaciones-solares/7947234/>
59. <https://www.digikey.es/product-detail/es/cui-inc/HSS-B20-0635H-02/102-4175-ND/7056257>



**9.9.2. COMPONENTES DE LA PLACA DE POTENCIA**

<b>1. MÓDULO FV 1:</b>	<b>RED190 – 72P</b>
<b>2. MÓDULO FV 2:</b>	<b>SCLP4 200</b>
<b>3. TRAFO:</b>	<b>RS PRO 503934</b>
<b>4. BATERÍAS:</b>	<b>BP17-12</b>
<b>5. MOSFET:</b>	<b>STP110N10F7</b>
<b>6. DIODO:</b>	<b>STPS30M60S</b>
<b>7. BOBINA:</b>	<b>PE-51508</b>
<b>8. CONDENSADOR AC:</b>	<b>FFB14E0206K--</b>
<b>9. CONDENSADOR DC:</b>	<b>108CKE063M</b>
<b>10. RELÉ:</b>	<b>G5RLU-1A-E DC6</b>
<b>11. DRIVER:</b>	<b>HIP4081AIPZ</b>



### Panel solar policristalino RED190-72P con 72 células de alto rendimiento

- Alta eficiencia, doble busbar
- Apariencia en negro "full black"
- Calidad de fabricación y certificación

#### La gama de paneles solares más completa en calidad, tecnologías y rendimiento

La gama de paneles solares de RED SOLAR de tecnología monocristalina y policristalina cuentan con una alta eficiencia, una tolerancia del +3% y alta calidad de fabricación.

#### Seguimos aumentando la eficiencia

La tecnología de fabricación de RED SOLAR vuelve a superarse y consigue una eficiencia de hasta el 17,22% de célula (según modelo) superando la eficiencia de la gama anterior, y su doble busbar reduce las pérdidas de potencia.

#### Paneles con clase, apariencia "full black"

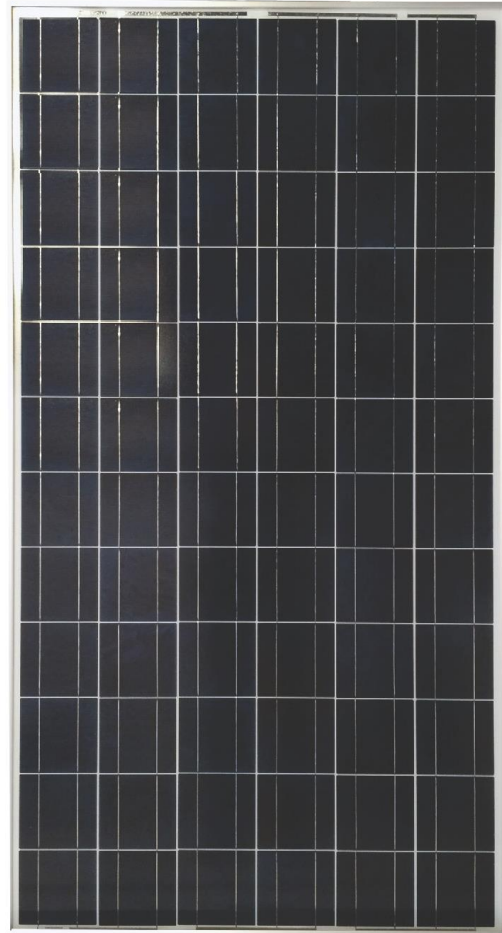
Tanto las células como el marco y la hoja trasera de los paneles son de color negro, dándole una presencia visual ideal en las instalaciones, integraciones y proyectos.

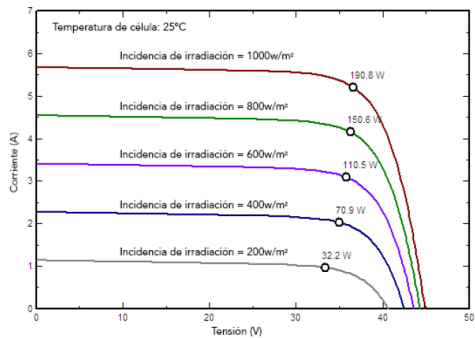
#### Características destacadas

- Células solares de alta eficiencia con transmisión y cristal texturizado.
- Diodo de bypass para minimizar las pérdidas por sombras. Vidrio templado con encapsulado EVA y película de protección frente al medio ambiente, con marco de aluminio.
- Cumple las certificaciones internacionales (CE, TÜV) y está incluido en el programa PV Cycle.

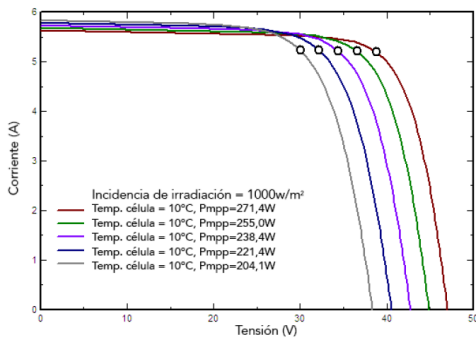
#### Garantías

- 10 años por producto defectuoso en material y mano de obra
- 10 años el 90% de la salida de potencia mínima garantizada
- 25 años el 80% de la salida de potencia mínima garantizada

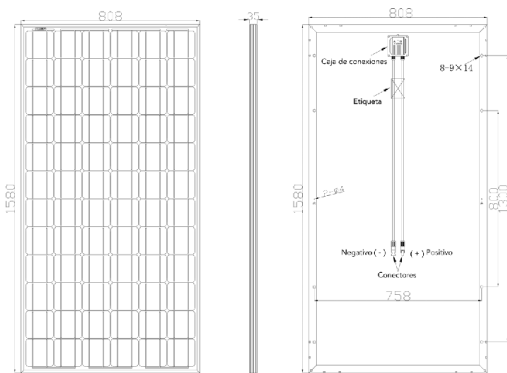




Curvas I-V a diferentes irradiancias



Curvas I-V a diferentes temperaturas

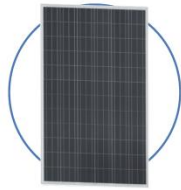


BLDXXX-72M

Especificaciones	
Modelo	RED190-72P
Potencia máxima (Pmax)	190W
Tensión de potencia máx. (Vmp)	37,44V
Tensión de corriente máx. (Imp)	5,08A
Tensión de circuito abierto (Voc)	44,86V
Corriente de cortocircuito (Isc)	5,68A
Eficiencia de célula (%)	>17,22%
Eficiencia del módulo (%)	>14,88%
Máxima tensión del sistema (V)	DC 1000V
Coef. de temp Isc (%)/°C	0,065+/-0,015%/°C
Coef. de temp Voc (%)/°C	-(2,23+/-0,1) mw/°C
Coef. de temp Pmax (%)/°C	-(0,5+/-0,05) /°C
Temperatura nominal de funcionamiento de célula	45±2°C
Tolerancia	-0+3%
Tipo de célula	Policristalina
Nº de células	72
Tipo de conectores	MC4
Peso (kg)	15
Dimensiones (mm)	1580x808x35

Ficha técnica testeada según STC, STC:AM 1.5,1000W/m2, 25°C.





## Módulo fotovoltaico SCLP4 200W - 72 Cells

La gama de módulos SCL cubre todas las necesidades de potencias demandadas en el mercado, de 5 a 300W. Gracias a su tecnología de fabricación los módulos SCL ofrecen eficiencias de conversión de hasta el 15.6%.

Proceso de fabricación bajo la norma ISO 9001 cumplen los estándares de calidad y disponen de certificados IEC, TUV, ETL, MCS, CE. Estos hechos atribuyen calidad, seguridad y fiabilidad a nuestros módulos ofreciendo una garantía de producto de 12 años y una garantía de potencia hasta 25 años.



**Amplia gama**



**Excelente relación  
calidad-precio**

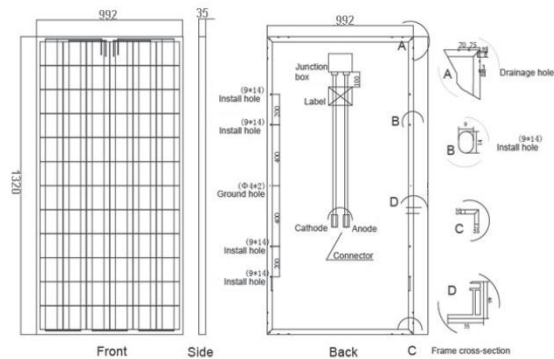


**Tolerancia 0+3%**

### Aplicaciones

- ① Conexión a red en tejados residenciales
- ② Conexión a red en tejados comerciales/industriales
- ① Estaciones de energía solar
- ② Otras aplicaciones de red

### Visualización



### Características técnicas

Medida	SCL-200P4 - 72 Cells
Potencia máxima (Pmax) [w]	200
Voltaje a potencia máxima (Vmp) [V]	36.80
Intensidad a potencia máxima (Imp) [A]	5.44
Voltaje en circuito abierto (Voc) [V]	44.16
Intensidad de cortocircuito (Isc) [A]	6.00
Tolerancia de potencia [W]	0/3%

# Módulos

## Características mecánicas

Medida	SCL-200P4 - 72 Cells
Celulas	72=6x12 policristalinas
Conectores	MC4 Compatible
Caja conexión	TÜV Certificado
Cableado	Longitud 1000mm
Dimensión	1320x992x35 mm
Peso	16.40 kg
Carga máxima	Carga de viento: 2400 Pa /Carga peso: 5400 Pa

## Características de temperatura

Medida	SCL-200P4 - 72 Cells
NOCT**	47+/- 2°C
Coeficiente de temperatura Pmax	-0.47% / °C
Coeficiente de temperatura Voc	-0.38% / °C
Coeficiente de temperatura Isc	+0.04% / °C
Coeficiente de temperatura Vm	-0.38% / °C
Temperatura de trabajo	-40/+85°C

## Embalaje

Tipo	SCL-200P4 - 72 Cells
Palet	26 uds.
Contenedor	840 uds./ 40ft.

## Certificaciones



Dirección: Pol.Ind. "Els Mollons", C/Torners, 6. 46970, Alaquàs, Valencia.  
Teléfono: 96 151 70 50  
[www.saclimafotovoltaica.com](http://www.saclimafotovoltaica.com)



ENGLISH

# Datasheet

## Chassis Frame Mount Panel Transformers

### RS Pro

The Chassis Frame Mount Transformers 75VA to 200VA are high quality isolating transformers designed for use in general applications. The two independent secondary windings may be connected in series or parallel to give a wide range of output voltage and current options. Designed according to the following specifications.

- Low noise laminations
- Full varnish impregnation
- Fully shrouded bobbins
- Multi-hole frame fixing
- Solder tag terminations
- Optional terminal shrouds
- Detailed product specification on permanent label
- High efficiency, low regulation design
- 100% electrical and flash tested

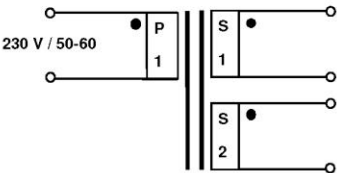


#### Specifications

Power: 75 – 200 VA  
Frequency: 50 / 60 Hz  
Primary: 230 VAC  
Secondary: 2x6, 2x9, 2x15, 2x18, 2x20, 2x24, 2x30, 2x50  
Isolation: 4 kV RMS  
Temp class: Ta (70°) / B  
Protection cl.: IP00  
According to: EN61558-1 and EN61558-2-6 or EN61558-2-4



#### Schematic/connections






ENGLISH

## Ordering details:

RS Stock number	Power VA	Specification	No-load voltage	According to
504634	75	Chassis mounting Transformer, 2x6V	6.75 V	EN61558-2-6
504644	75	Chassis mounting Transformer, 2x9V	9.9 V	EN61558-2-6
504044	75	Chassis mounting Transformer, 2x12V	13.2 V	EN61558-2-6
504054	75	Chassis mounting Transformer, 2x15V	16.7 V	EN61558-2-6
504050	75	Chassis mounting Transformer, 2x18V	20.0 V	EN61558-2-6
504060	75	Chassis mounting Transformer, 2x24V	26.6 V	EN61558-2-6
504066	75	Chassis mounting Transformer, 2x50V	55.4 V	EN61558-2-4
504026	100	Chassis mounting Transformer, 2x6V	6.6 V	EN61558-2-6
504048	100	Chassis mounting Transformer, 2x9V	9.86 V	EN61558-2-6
504016	100	Chassis mounting Transformer, 2x12V	13.4 V	EN61558-2-6
504022	100	Chassis mounting Transformer, 2x15V	16.4 V	EN61558-2-6
504032	100	Chassis mounting Transformer, 2x18V	19.7 V	EN61558-2-6
504038	100	Chassis mounting Transformer, 2x20V	22.8 V	EN61558-2-6
504105	100	Chassis mounting Transformer, 2x24V	27.0 V	EN61558-2-6
504101	100	Chassis mounting Transformer, 2x30V	33.5 V	EN61558-2-6
504111	100	Chassis mounting Transformer, 2x50V	55.8 V	EN61558-2-4
504117	150	Chassis mounting Transformer, 2x6V	6.7 V	EN61558-2-6
504076	150	Chassis mounting Transformer, 2x9V	10.0 V	EN61558-2-6
504127	150	Chassis mounting Transformer, 2x12V	13.4 V	EN61558-2-6
504094	150	Chassis mounting Transformer, 2x15V	16.4 V	EN61558-2-6
504072	150	Chassis mounting Transformer, 2x18V	19.7 V	EN61558-2-6
504082	150	Chassis mounting Transformer, 2x24V	26.1 V	EN61558-2-6
504088	150	Chassis mounting Transformer, 2x50V	54.9	EN61558-2-4
504098	200	Chassis mounting Transformer, 2x6V	6.4 V	EN61558-2-6
503940	200	Chassis mounting Transformer, 2x9V	9.8 V	EN61558-2-6
503950	200	Chassis mounting Transformer, 2x12V	13.0 V	EN61558-2-6
503934	200	Chassis mounting Transformer, 2x15V	16.2 V	EN61558-2-6
503944	200	Chassis mounting Transformer, 2x18V	19.6 V	EN61558-2-6
503956	200	Chassis mounting Transformer, 2x20V	21.7 V	EN61558-2-6
503938	200	Chassis mounting Transformer, 2x24V	25.6 V	EN61558-2-6
503906	200	Chassis mounting Transformer, 2x30V	32.5 V	EN61558-2-6
503916	200	Chassis mounting Transformer, 2x50V	54.0 V	EN61558-2-4


Subject to errors and changes in data sheets.





## VRLA Rechargeable Battery

# BP17-12




### FEATURES

- Maintenance free(no water topping-up required).
- No free acid(Non-spillable battery).
- Low self-discharge rate, lower than 3% capacity loss per month.
- Can be used in any orientation(excluding used inverted).
- Absorbent Glass Mat technology for efficient gas recombination.

### APPLICATION

- UPS
- Fishing Lights
- Emergency Lights
- Lawn Mowers
- Video Camcorders(VCR)



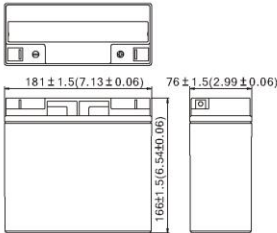
### SPECIFICATIONS

Nominal Voltage	12 V
Nominal Capacity	17.0Ah @ 20 hour rate F.V.(1.75V/cell)
Approx. Weight	6150g(13.56lbs.)
Terminals	B1 (Fitting M5 bolt & nut) , T2 and I1 are optional
Internal Resistance	≤16mΩ (Fully Charged )
Max. Discharge Current	255 A (5 sec.)
Max. Charge Current	5.1 A
Operating Temperature Range	Charge : 0°C~40°C(32°F~104°F) Discharge : -20°C~50°C(-4°F~122°F) Storage : -20°C~40°C(-4°F~104°F)
Container Material	Standard: ABS( UL 94-HB) BP17-12 Optional: Flame Retardant ABS(UL 94-V0) BP17-12FR

#### DIMENSION(mm/inch)

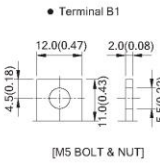
- Length  
181±1.5 (7.13±0.06)
- Width  
76±1.5 (2.99±0.06)
- Container Height  
166±1.5 (6.54±0.06)
- Total Height  
166±1.5 (6.54±0.06)

#### OUTER DIMENSIONS



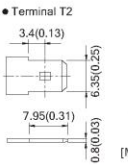
#### TERMINAL TYPE

● Terminal B1




[M5 BOLT & NUT]

● Terminal T2



[M5 BOLT & NUT]

● Terminal I1



[M5 BOLT & NUT]

Terminal Hardware Initial Torque: B1(2.5Nm±5%),I1(4.0Nm±5%)

#### Constant power discharge characteristics at 25 °C/77 °F Unit: W

F.V. (V/cell)	Discharge Time	5 Min	10 Min	15 Min	30 Min	1 Hr	3 Hr	5 Hr	10 Hr	20 Hr
1.80V		615	452	363	216	123.7	49.6	34.2	19.09	10.05
1.75V		711	490	379	224	127.4	50.5	34.7	19.38	10.20
1.70V		756	508	391	229	129.7	51.0	34.9	19.48	10.25
1.65V		790	520	400	232	131.3	51.4	35.0	19.54	10.28
1.60V		816	530	408	235	132.6	51.7	35.1	19.54	10.28


#### Constant current discharge characteristics at 25 °C/77 °F Unit: A

F.V. (V/cell)	Discharge Time	5 Min	10 Min	15 Min	30 Min	1 Hr	3 Hr	5 Hr	10 Hr	20 Hr
1.80V		55.37	39.83	31.53	18.28	10.40	4.129	2.847	1.591	0.837
1.75V		65.27	43.15	32.98	18.98	10.71	4.212	2.890	1.615	0.850
1.70V		69.35	44.70	34.00	19.41	10.90	4.250	2.906	1.623	0.854
1.65V		72.46	45.77	34.78	19.68	11.03	4.280	2.916	1.628	0.857
1.60V		74.86	46.69	35.48	19.88	11.14	4.305	2.925	1.628	0.857

All data and artworks shall be changed without prior notice, BB reserves the right to explain and update the information contained hereinto.

A/3 REV. Dec. 2013
Powered by **B.B. Battery Co., Ltd.**



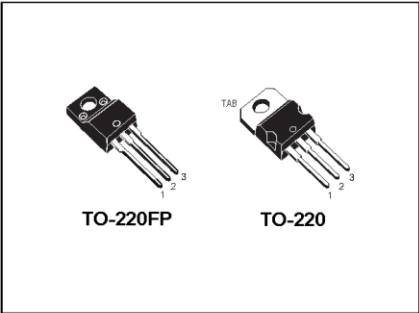


life.augmented

STF110N10F7,  
STP110N10F7

N-channel 100 V, 5.1 mΩ typ., 110 A, STripFET™ VII DeepGATE™  
Power MOSFETs in TO-220FP and TO-220 packages

Datasheet - production data



Features

Order codes	V <sub>DS</sub>	R <sub>DS(on)</sub> max	I <sub>D</sub>	P <sub>TOT</sub>
STF110N10F7	100 V	0.007 Ω	45 A	30 W
STP110N10F7			110 A	150 W

- Ultra low on-resistance
- 100% avalanche tested

Applications

- Switching applications

Description

These devices utilize the 7<sup>th</sup> generation of design rules of ST's proprietary STripFET™ technology, with a new gate structure. The resulting Power MOSFET exhibits the lowest R<sub>DS(on)</sub> in all packages.

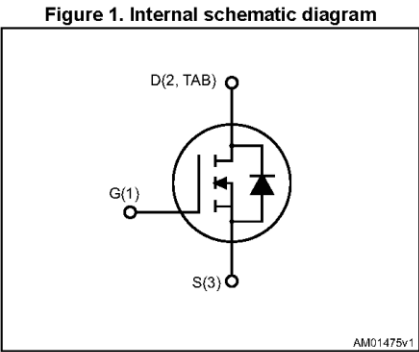


Table 1. Device summary

Order codes	Marking	Package	Packaging
STF110N10F7	110N10F7	TO-220FP	Tube
STP110N10F7		TO-220	

## STF110N10F7, STP110N10F7

## Electrical ratings

## 1 Electrical ratings

Table 2. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value		Unit
		TO-220FP	TO-220	
$V_{DS}$	Drain-source voltage	100		V
$V_{GS}$	Gate-source voltage	$\pm 20$		V
$I_D^{(1)}$	Drain current (continuous) at $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	45	110	A
$I_D^{(1)}$	Drain current (continuous) at $T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	32	76	A
$I_{DM}^{(2)}$	Drain current (pulsed)	180	415	A
$P_{TOT}^{(1)}$	Total dissipation at $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	30	150	W
$E_{AS}^{(3)}$	Single pulse avalanche energy	490		mJ
$T_J$	Operating junction temperature	-55 to 175		$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$	Storage temperature			$^\circ\text{C}$

1. This value is rated according to  $R_{thj-c}$ .

2. Limited by safe operating area.

3. Starting  $T_J=25\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $I_D=18\text{ A}$ ,  $V_{DD}=50\text{ V}$ .

Table 3. Thermal resistance

Symbol	Parameter	Value		Unit
		TO-220FP	TO-220	
$R_{thj-case}$	Thermal resistance junction-case	5.00	1.00	$^\circ\text{C/W}$
$R_{thj-amb}$	Thermal resistance junction-amb	62.50		$^\circ\text{C/W}$

## Electrical characteristics

## STF110N10F7, STP110N10F7

## 2 Electrical characteristics

(T<sub>CASE</sub>=25 °C unless otherwise specified)

Table 4. On/off states

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-source breakdown voltage (V <sub>GS</sub> = 0)	I <sub>D</sub> = 250 µA	100		-	V
I <sub>DSS</sub>	Zero gate voltage drain current (V <sub>GS</sub> = 0)	V <sub>DS</sub> = 100 V			1	µA
		V <sub>DS</sub> = 100 V; T <sub>C</sub> = 125 °C			10	µA
I <sub>GSS</sub>	Gate body leakage current (V <sub>DS</sub> = 0)	V <sub>GS</sub> = 20 V			100	nA
V <sub>GS(th)</sub>	Gate threshold voltage	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 250 µA	2.5		4.5	V
R <sub>DS(on)</sub>	Static drain-source on-resistance	For TO-220FP: V <sub>GS</sub> = 10 V, I <sub>D</sub> = 22.5 A For TO-220: V <sub>GS</sub> = 10 V, I <sub>D</sub> = 55 A		5.1	7	mΩ

Table 5. Dynamic

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
C <sub>iss</sub>	Input capacitance	V <sub>DS</sub> = 50 V, f = 1 MHz, V <sub>GS</sub> = 0	-	5117	-	pF
C <sub>oss</sub>	Output capacitance		-	992	-	pF
C <sub>rss</sub>	Reverse transfer capacitance		-	39	-	pF
Q <sub>g</sub>	Total gate charge	V <sub>DD</sub> = 50 V, I <sub>D</sub> = 110 A	-	72	-	nC
Q <sub>gs</sub>	Gate-source charge	V <sub>GS</sub> = 10 V	-	31	-	nC
Q <sub>gd</sub>	Gate-drain charge	Figure 17	-	16	-	nC

Table 6. Switching times

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t <sub>d(on)</sub>	Turn-on delay time	V <sub>DD</sub> = 50 V, I <sub>D</sub> = 55 A, R <sub>G</sub> = 4.7 Ω, V <sub>GS</sub> = 10 V Figure 16	-	25	-	ns
t <sub>r</sub>	Rise time		-	36	-	ns
t <sub>d(off)</sub>	Turn-off delay time		-	52	-	ns
t <sub>f</sub>	Fall time		-	21	-	ns

## STF110N10F7, STP110N10F7

## Electrical characteristics

Table 7. Source drain diode

Symbol	Parameter	Test conditions	Min	Typ.	Max.	Unit
$I_{SD}$	Source-drain current: For TO-220FP		-		45	A
	For TO-220		-		110	A
$I_{SDM}^{(1)}$	Source-drain current (pulsed): For TO-220FP		-		180	A
	For TO-220		-		415	A
$V_{SD}^{(2)}$	Forward on voltage	For TO-220FP: $I_{SD} = 22.5\text{ A}$ , $V_{GS}=0$	-		1.2	V
		For TO-220: $I_{SD} = 55\text{ A}$ , $V_{GS}=0$				
$t_{rr}$	Reverse recovery time	$I_{SD} = 110\text{ A}$ , $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ , $V_{DD}=80\text{ V}$ , $T_J=150\text{ }^\circ\text{C}$	-	77		ns
$Q_{rr}$	Reverse recovery charge		-	150		nC
$I_{RRM}$	Reverse recovery current		-	4.3		A

1. Pulse width limited by safe operating area.

2. Pulsed: pulse duration=300  $\mu\text{s}$ , duty cycle 1.5%

## Electrical characteristics

## STF110N10F7, STP110N10F7

## 2.1 Electrical characteristics (curves)

Figure 2. Safe operating area for TO-220FP

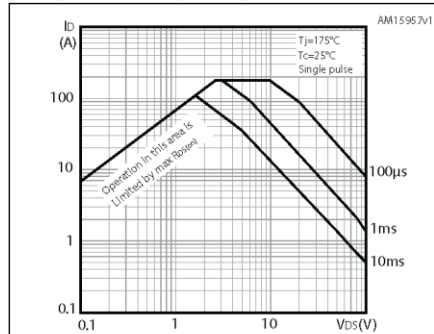


Figure 3. Thermal impedance for TO-220FP

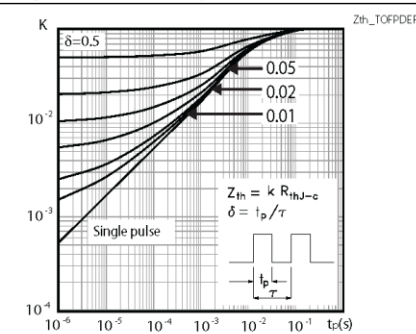


Figure 4. Safe operating area for TO-220

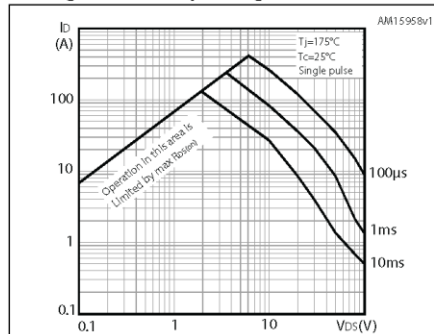


Figure 5. Thermal impedance for TO-220

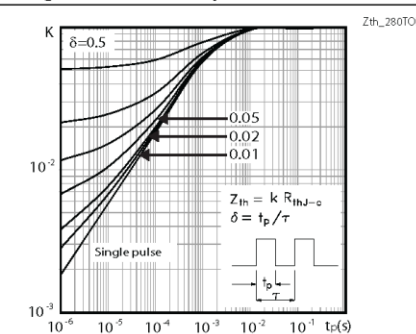


Figure 6. Output characteristics

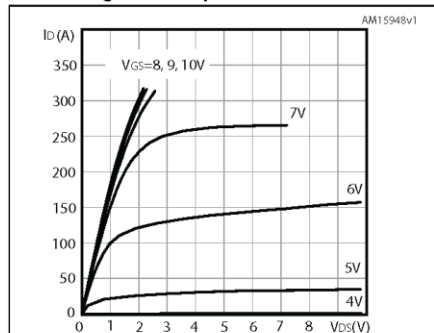
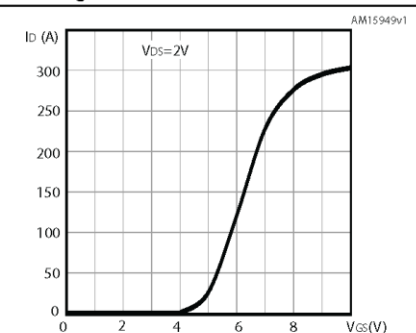


Figure 7. Transfer characteristics



STF110N10F7, STP110N10F7

Electrical characteristics

Figure 8. Gate charge vs gate-source voltage      Figure 9. Static drain-source on-resistance for TO-220FP

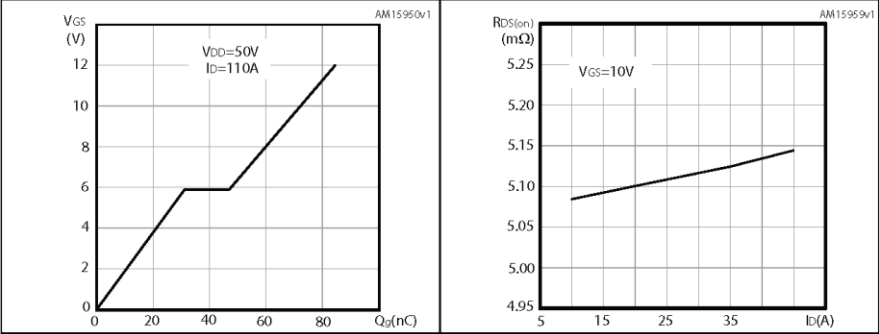


Figure 10. Static drain-source on-resistance for TO-220      Figure 11. Capacitance variations

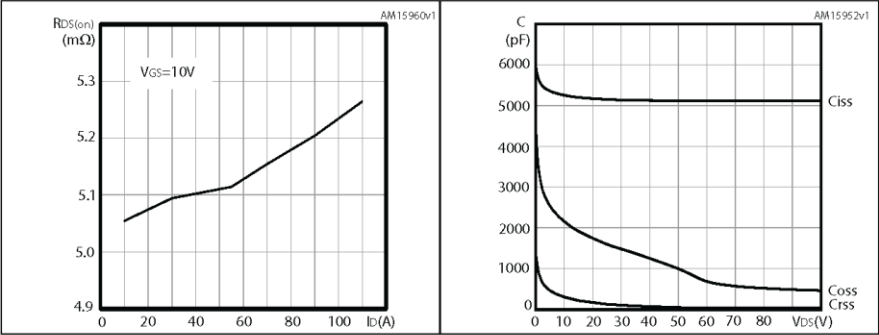
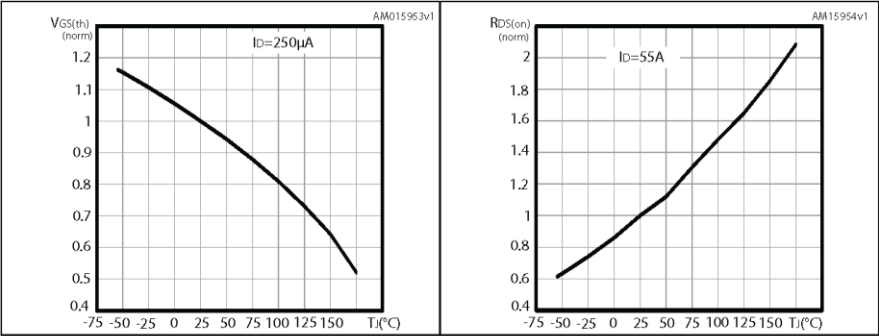


Figure 12. Normalized gate threshold voltage vs temperature      Figure 13. Normalized on-resistance vs temperature



Electrical characteristics

STF110N10F7, STP110N10F7

Figure 14. Normalized  $B_{VDSS}$  vs temperature

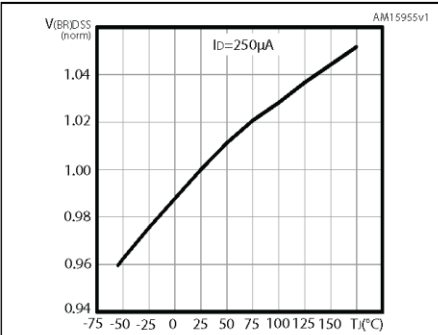
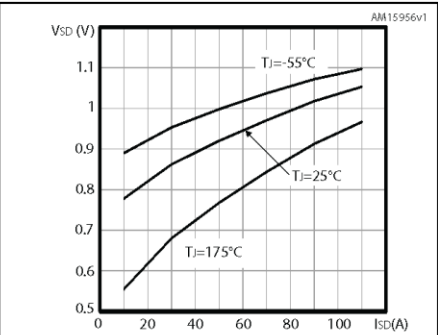


Figure 15. Source-drain diode forward vs temperature





## STPS30M60S

### Power Schottky rectifier

#### Features

- High current capability
- Avalanche rated
- Low forward voltage drop
- High frequency operation

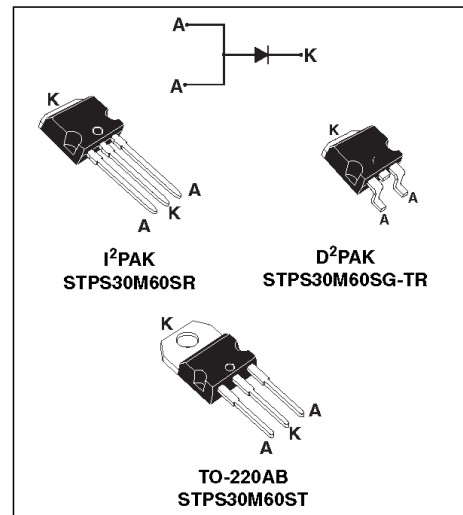
#### Description

The STPS30M60S is a single Schottky diode, suited for high frequency switch mode power supply.

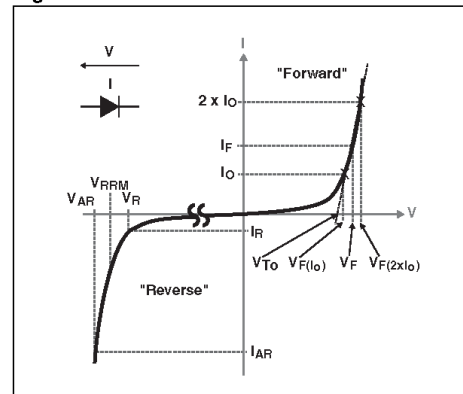
Packaged in TO-220AB, I<sup>2</sup>PAK and D<sup>2</sup>PAK, this device is intended to be used in notebook, game station and desktop adapters, providing in these applications a good efficiency at both low and high load.

**Table 1. Device summary**

Symbol	Value
$I_{F(AV)}$	30 A
$V_{RRM}$	60 V
$V_F$ (typ)	0.380 V
$T_J$ (max)	150 °C



**Figure 1. Electrical characteristics(a)**



a.  $V_{ARM}$  and  $I_{ARM}$  must respect the reverse safe operating area defined in [Figure 12](#).  $V_{AR}$  and  $I_{AR}$  are pulse measurements ( $t_p < 1 \mu s$ ).  $V_R$ ,  $I_R$ ,  $V_{RRM}$  and  $V_F$  are static characteristics



## Characteristics

STPS30M60S

## 1 Characteristics

**Table 2. Absolute ratings (limiting values with terminals 1 and 3 short circuited at 25 °C, unless otherwise specified)**

Symbol	Parameter			Value	Unit
V <sub>RRM</sub>	Repetitive peak reverse voltage			60	V
I <sub>F(RMS)</sub>	Forward rms current			90	A
I <sub>F(AV)</sub>	Average forward current, δ = 0.5	T <sub>c</sub> = 130 °C	Per package	30	A
I <sub>FSM</sub>	Surge non repetitive forward current	t <sub>p</sub> = 10 ms sine-wave		600	A
P <sub>ARM</sub> <sup>(1)</sup>	Repetitive peak avalanche power	T <sub>j</sub> = 25 °C, t <sub>p</sub> = 1 μs		34400	W
V <sub>ARM</sub> <sup>(2)</sup>	Maximum repetitive peak avalanche voltage	t <sub>p</sub> < 1 μs, T <sub>j</sub> < 150 °C, I <sub>AR</sub> < 129 A		80	V
V <sub>ASM</sub> <sup>(2)</sup>	Maximum single-pulse peak avalanche voltage	t <sub>p</sub> < 1 μs, T <sub>j</sub> < 150 °C, I <sub>AR</sub> < 129 A		80	V
T <sub>stg</sub>	Storage temperature range			-65 to +175	°C
T <sub>j</sub>	Maximum operating junction temperature <sup>(3)</sup>			150	°C

1. For temperature or pulse time duration deratings, please refer to [Figure 4](#) and [5](#). More details regarding the avalanche energy measurements and diode validation in the avalanche are provided in the application notes AN1768 and AN2025.

2. See [Figure 12](#)

3.  $\frac{dP_{tot}}{dT_j} < \frac{1}{R_{th(j-a)}}$  condition to avoid thermal runaway for a diode on its own heatsink

**Table 3. Thermal resistance**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{th(j-c)}$	Junction to case	0.9	°C/W

**Table 4. Static electrical characteristics (terminals 1 and 3 short circuited)**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_R^{(1)}$	Reverse leakage current	$T_j = 25\text{ °C}$	-	35	165	$\mu\text{A}$
		$T_j = 125\text{ °C}$	-	25	100	mA
$V_F^{(2)}$	Forward voltage drop	$T_j = 25\text{ °C}$	-	0.475	0.515	V
		$T_j = 125\text{ °C}$	-	0.380	0.425	
		$T_j = 25\text{ °C}$	-	0.540	0.590	
		$T_j = 125\text{ °C}$	-	0.470	0.535	

1. Pulse test:  $t_p = 5\text{ ms}$ ,  $\delta < 2\%$

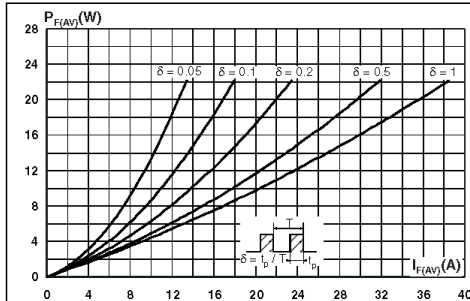
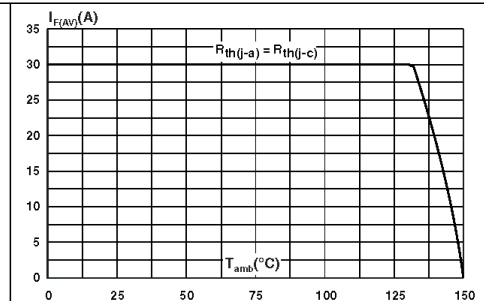
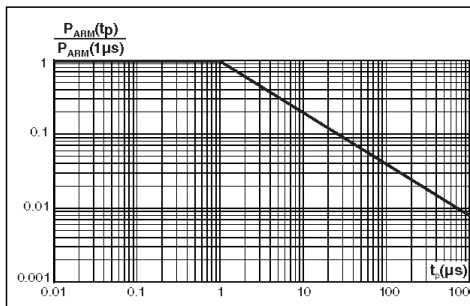
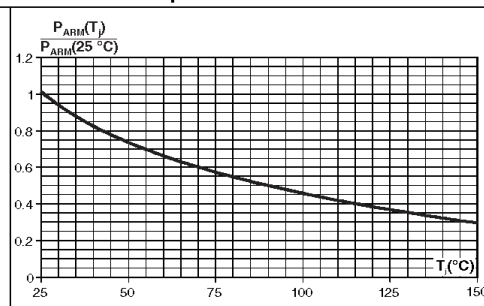
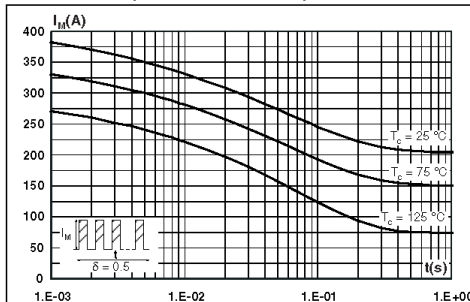
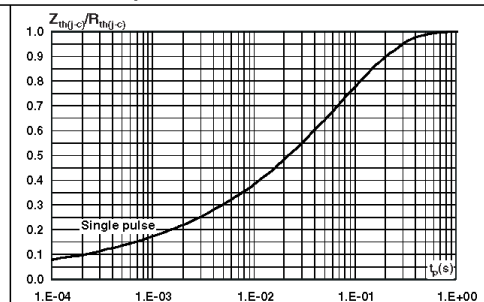
2. Pulse test:  $t_p = 380\text{ }\mu\text{s}$ ,  $\delta < 2\%$

To evaluate the conduction losses use the following equation:

$$P = 0.395 \times I_{F(AV)} + 0.0047 \times I_{F(RMS)}^2$$

## STPS30M60S

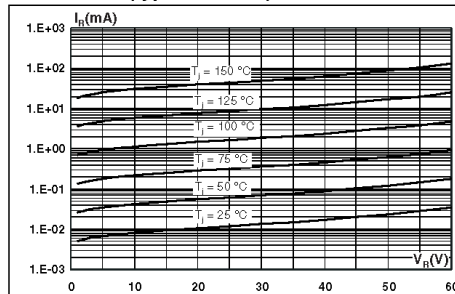
## Characteristics

**Figure 2. Average forward power dissipation versus average forward current****Figure 3. Average forward current versus ambient temperature ( $\delta = 0.5$ )****Figure 4. Normalized avalanche power derating versus pulse duration****Figure 5. Normalized avalanche power derating versus junction temperature****Figure 6. Non repetitive surge peak forward current versus overload duration (maximum values)****Figure 7. Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration**

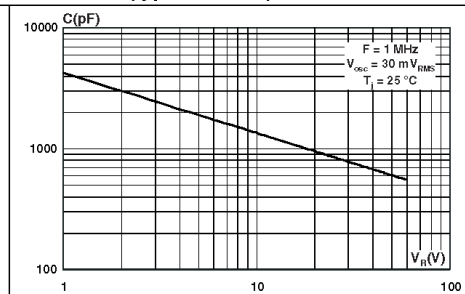
## Characteristics

STPS30M60S

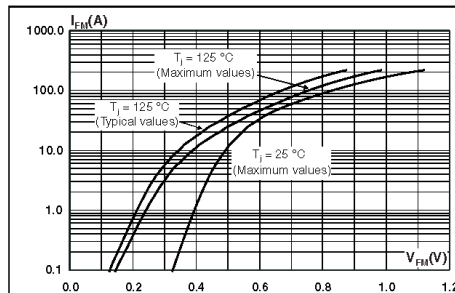
**Figure 8. Reverse leakage current versus reverse voltage applied (typical values)**



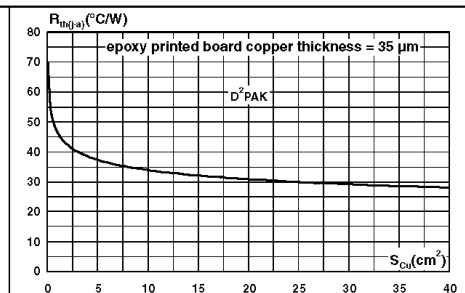
**Figure 9. Junction capacitance versus reverse voltage applied (typical values)**



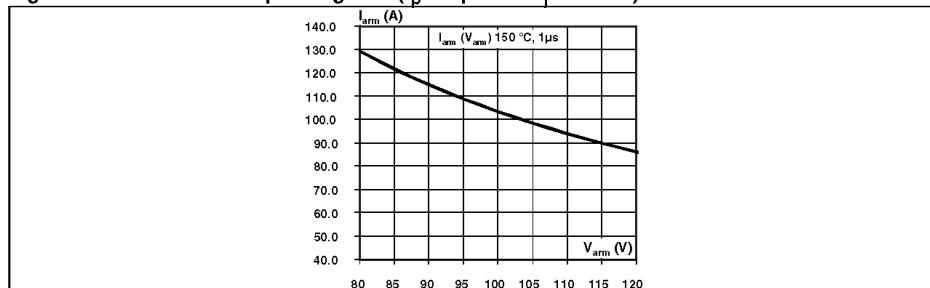
**Figure 10. Forward voltage drop versus forward current**



**Figure 11. Thermal resistance junction to ambient versus copper surface under tab**

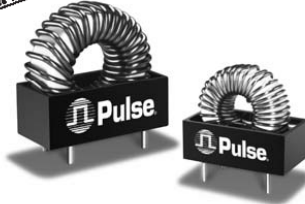


**Figure 12. Reverse safe operating area ( $t_p < 1 \mu s$  and  $T_J < 150 \text{ °C}$ )**



# TOROIDAL INDUCTORS

## High Current



- Cost-effective designs
- Semi-encapsulated construction
- Maximum operation temperature of 130°C (Ambient + Rise)
- A 2:1 inductance swing from zero to maximum current



### Electrical Specifications @ 25°C

REFERENCE OPERATING VALUES						DESIGN CONTROL VALUES				
Part Number	Inductance Typical (μH) <sup>2</sup>	I <sub>DC</sub> (AMPS)	ET <sub>OP</sub> <sup>1</sup> (V-μSec)		Energy Storage (μJ MIN) <sup>3</sup>	Inductance No DC (μH) (±20%)	50kHz Test mV No DC <sub>5</sub>	DCR (Ω MAX)	Size Code	Lead Diameter (in ±.003)
			20kHz	40kHz						
PE-51506	17.0	17.0	190	130	2460	40.0	140	0.0065	3	0.081
PE-51507	32.0	16.0	290	200	4100	70.7	270	0.0092	4	0.081
PE-51508	60.0	16.0	390	270	7700	120.0	470	0.012	5	0.081
PE-51509	14.0	10.0	135	95	700	28.5	73	0.009	1	0.057
PE-51510	23.0	11.0	170	120	1400	43.5	130	0.012	2	0.057
PE-51511	43.0	10.0	280	195	2150	85.5	210	0.018	3	0.057
PE-51512	90.0	10.0	430	300	4500	158.0	420	0.028	4	0.057
PE-51513	144.0	10.0	570	400	7200	262.0	700	0.032	5	0.057
PE-51514	32.0	6.6	200	140	700	60.5	110	0.025	1	0.040
PE-51515	52.0	7.0	230	160	1275	92.0	190	0.032	2	0.040
PE-51516	98.0	6.0	400	280	1765	188.0	310	0.048	3	0.040
PE-51517	175.0	6.0	620	425	3150	315.0	560	0.068	4	0.040
PE-51518	335.0	6.0	840	580	6030	571.0	1000	0.095	5	0.040
PE-51520	400	3.6	600	420	2700	688.0	640	0.130	3	0.036

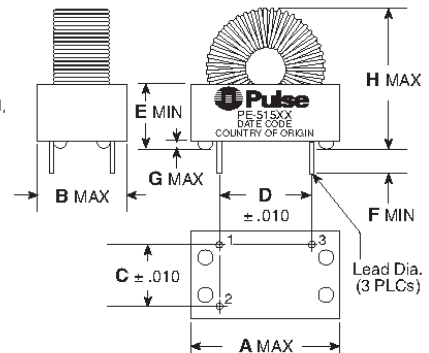
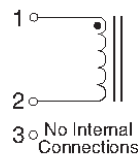
#### NOTES:

- To prevent excessive temperature rise, limit ET<sub>OP</sub> to the rated ET<sub>OP</sub> specified. This is not a saturation limit. Temperature rise of inductors is 40°C MAX at MAX current and rated ET<sub>OP</sub>.
- A 2:1 nominal inductance swing from no I<sub>DC</sub> to operating I<sub>DC</sub> gives improved protection against current discontinuities at light loading. Inductance increases with greater ET<sub>OP</sub>. Reference values occur at I<sub>DC</sub> and low flux density.
- LI<sup>2</sup> rating is the ability of the inductor to store energy.
- Design control test voltage is critical. Inductance increases with voltage.
- RoHS compliant parts are available. Order RoHS compliant parts by adding the suffix 'NL' to the part number (i.e. PE-51506 becomes PE-51506NL).

### Mechanical

Dimensions:  $\frac{\text{Inches}}{\text{mm}}$   
Unless otherwise specified, all tolerances are  $\pm \frac{.010}{.25}$

### Schematic



### For More Information:

#### Pulse Worldwide Headquarters

12220 World Trade Dr.  
San Diego, CA 92128  
U.S.A.

[www.pulseeng.com](http://www.pulseeng.com)

TEL: 858 674 8100  
FAX: 858 674 8262

#### Pulse Europe

Einsteinstrasse 1  
D-71083 Herrenberg  
Germany

Tel: 49 7032 7806 116  
Fax: 49 7032 7806 135

#### Pulse China Headquarters

No. 1  
Industrial District  
Changan, Dongguan  
China

Tel: 86 769 85538070  
Fax: 86 769 85538870

#### Pulse North China

Room 1503  
XinYin Building  
No. 888 YiShan Rd.  
Shanghai 200293  
China

Tel: 86 21 54643211/2  
Fax: 86 21 54643210

#### Pulse South Asia

150 Kampong Ampat  
#07-01/02  
KA Centre  
Singapore 368324

Tel: 65 6287 8998  
Fax: 65 6280 0080

#### Pulse North Asia

No. 26  
Kao Ching Rd.  
Yang Mei Chen  
Taoyuan Hsien  
Taiwan, R. O. C.

Tel: 886 3 4641811  
Fax: 886 3 4641911

Performance warranty of products offered on this data sheet is limited to the parameters specified. Data is subject to change without notice. Other brand and product names mentioned herein may be trademarks or registered trademarks of their respective owners.

© Copyright, 2006, Pulse Engineering, Inc. All rights reserved.

[www.pulseeng.com](http://www.pulseeng.com)

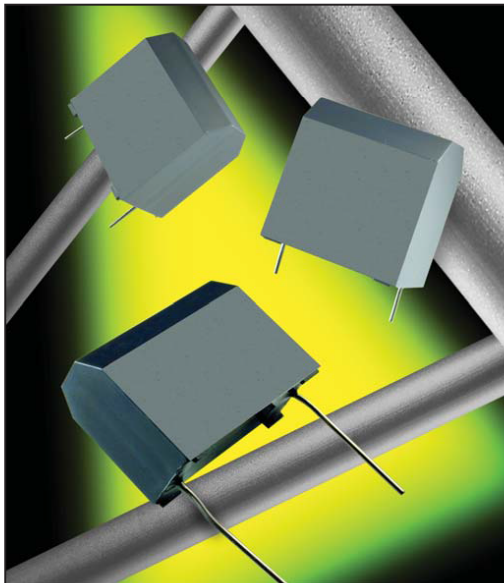
P589.B (11/06)

# Medium Power Film Capacitors



## FFB (RoHS Compliant)

DC FILTERING



### PACKAGING MATERIAL

Self-extinguishing plastic case (V0 = in accordance with UL 94) filled thermosetting resin.

Self-extinguishing thermosetting resin (V0 = in accordance with UL 94; I3F2 = in accordance with NF F 16-101).

### STANDARDS

- IEC 61071-1, IEC 61071-2: Power electronic capacitors
- IEC 60384-16: Fixed metallized polypropylene film dielectric DC capacitors
- IEC 60384-16-1: Fixed metallized polypropylene film dielectric DC capacitors Assessment level E
- IEC 60384-17: Fixed metallized polypropylene film dielectric AC and pulse capacitors
- IEC 60384-17-1: Fixed metallized polypropylene film dielectric AC and pulse capacitors Assessment level E
- IEC 60384-2: Fixed metallized polyester capacitors

The FFB series uses a metallized polypropylene or polyester dielectric with the controlled self-healing process, specially treated to have a very high dielectric strength in operating conditions up to 105°C.

This is a dry solution for polypropylene and dry or wet for polyester.

The FFB has been designed for printed circuit board mounting. Furthermore, their performances allow to be a very interesting alternative to electrolytic technology because they can withstand much higher levels of surge voltage.

### APPLICATIONS

The FFB capacitor is particularly designed for DC filtering, low reactive power.

### HOT SPOT CALCULATION

See Hot Spot Temperature, page 3.

$\theta_{\text{hot spot}} = \theta_{\text{ambient}} + (P_d + P_t) \times R_{th}$   
 with  $P_d$  (Dielectric losses) =  $Q \times \text{tg}\delta_0$   
 $Q \times \text{tg}\delta_0 \Rightarrow \left[ \frac{1}{2} \times C_n \times (V_{\text{peak to peak}})^2 \times f \right] \times \text{tg}\delta_0$   
 $\text{tg}\delta_0$  (tan delta)  
 For polypropylene,  $\text{tg}\delta_0 = 2 \times 10^{-4}$  for frequencies up to 1MHz and is independent of temperatures.  
 For polyester,  $\text{tg}\delta_0$  values are shown in graph 4 on page 3.

$$P_t \text{ (Thermal losses)} = R_s \times (I_{\text{rms}})^2$$

where  $C_n$  in Farad  $I_{\text{rms}}$  in Ampere  $f$  in Hertz  
 $V$  in Volt  $R_s$  in Ohm  $\theta$  in °C  
 $R_{th}$  in °C/W

### WORKING TEMPERATURE

(according to the power to be dissipated) -55°C to +105°C

### LIFETIME EXPECTANCY

One unique feature of this technology (as opposed to electrolytics) is how the capacitor reacts at the end of its lifetime. Unlike aluminum, electrolytics film capacitors do not have a catastrophic failure mode. Film capacitors simply experience a parametric loss of capacitance of about 2%, with no risk of short circuit.

Please note that this is theoretical, however, as the capacitor continues to be functional even after this 2% decrease.

# Medium Power Film Capacitors



## FFB (RoHS Compliant) – Polyester Dielectric

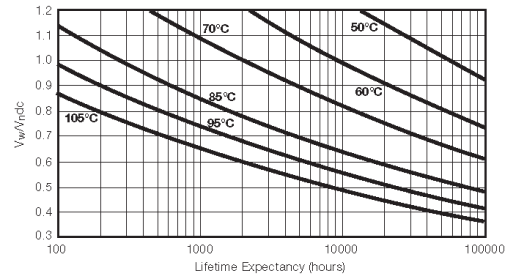
**DC FILTERING**

### POLYESTER DIELECTRIC FOR LOW VOLTAGE DC FILTERING

#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS – POLYESTER DIELECTRIC

Climatic category	55/105/56 (IEC 60068)
Test voltage between terminals @ 25°C	1.5 x $V_{Ndc}$
Capacitance range $C_n$	6.2µF to 110µF
Tolerance on $C_n$	±10%
Rated DC voltage $V_{Ndc}$	75 to 400 V
Dielectric	polyester
Max Stray Inductance	20nH

#### LIFETIME EXPECTANCY vs VOLTAGE AND HOT SPOT TEMPERATURE – POLYESTER DIELECTRIC



$V_w$  = Permanent working or operating DC voltage.

### RATINGS AND PART NUMBER REFERENCE – POLYESTER DIELECTRIC

Part Number	Capacitance (µF)	Case Style	$I_{rms}$ max. (A)	$R_s$ (mΩ)	$R_\theta$ (°C/W)	Typical Weight (g)
<b><math>V_{Ndc}</math> 75V <math>V_{rms}</math> max.: 45 volts Voltage Code: D</b>						
FFB14D0336K--	33	PO	3	3	40.7	15
FFB24D0476K--	47	18	4.3	2	33.3	20
FFB34D0686K--	68	19	6.2	1.7	29.9	25
FFB44D0826K--	82	26	7.4	1.6	26.7	32
FFB54D0117K--*	110	R68 (2 terminals)	10	1.4	22.9	40
FFB54D0117KJC*	110	R68 (4 terminals)	10	1.4	22.9	40
<b><math>V_{Ndc}</math> 100V <math>V_{rms}</math> max.: 60 volts Voltage Code: E</b>						
FFB14E0206K--	20	PO	2.6	3	40.5	15
FFB24E0276K--	27	18	3.5	2.5	33.3	20
FFB34E0396K--	39	19	5	2	29.8	25
FFB44E0476K--	47	26	6	1.7	26.6	32
FFB54E0686K--	68	R68 (2 terminals)	9	1.4	22.8	40
FFB54E0686KJC	68	R68 (4 terminals)	9	1.4	22.8	40
<b><math>V_{Ndc}</math> 300V <math>V_{rms}</math> max.: 90 volts Voltage Code: H</b>						
FFB14H0755K--	7.5	PO	2.4	16	40.7	15
FFB24H0116K--	11	18	3.6	11	33.5	20
FFB34H0166K--	16	19	5.2	8	29.9	25
FFB44H0186K--	18	26	6	7	27.1	32
FFB54H0276K--	27	R68 (2 terminals)	9	5	22.9	40
FFB54H0276KJC	27	R68 (4 terminals)	9	5	22.9	40
<b><math>V_{Ndc}</math> 400V <math>V_{rms}</math> max.: 105 volts Voltage Code: I</b>						
FFB14I0625K--*	6.2	PO	2.5	17	40.5	15
FFB24I0755K--*	7.5	18	3.1	14	33.5	20
FFB34I0126K--*	12	19	5	9	29.9	25
FFB44I0156K--*	15	26	6.2	7	26.4	32
FFB54I0206K--*	20	R68 (2 terminals)	8.2	5.5	22.8	40
FFB54I0206KJC*	20	R68 (4 terminals)	8.2	5.5	22.8	40

(\*) Polyester dielectric film wet silicone





# CKH/CKE

## Aluminum Electrolytic Capacitors

### +105°C General Purpose, Radial Lead



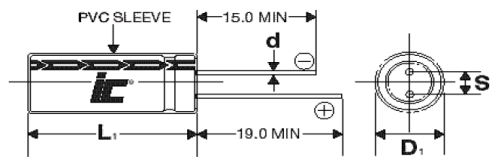
#### FEATURES

Small Size - High Voltage - General Purpose

#### APPLICATIONS

Bypass - Coupling - Filter - De-coupling

Operating Temperature Range		-40°C to +105°C (6.3 to 100 WVDC) -25°C to +105°C (160 to 400 WVDC)													
Capacitance Tolerance		±20% at 120 Hz, 20°C													
Surge Voltage	WVDC	6.3	10	16	25	35	50	63	100	160	200	250	350	400	450
	SVDC	7.9	13	20	32	44	63	79	125	200	250	300	400	450	500
Dissipation Factor	WVDC	6.3	10	16	25	35	50	63	100	160	200	250	350	400	450
	Tan δ	.22	.19	.16	.14	.12	.1	.09	.08	.15	.15	.15	.2	.2	.2
Add .02 for every 1000uF above 1000uF															
Leakage Current		6.3 to 100 WVDC								160 to 450 WVDC					
		2 Minutes								2 Minutes					
		.01CV or 3uA, Whichever is greater								.03CV+40uA					
Low temperature Stability Impedance Ratio (120 Hz)	WVDC	6.3	10	16	25	35	50	63	100	160	200	250	350	400	450
	-25°C to +20°C	4	3	2	2	2	2	2	2	4	4	4	6	6	7
	-40°C to +20°C	8	6	4	3	3	3	3	3	-	-	-	-	-	-
Load Life		2000 hours at 105°C with rated WVDC and ripple current applied													
		Capacitance Change													
		≤20% of initial measured value													
		Dissipation Factor													
Shelf Life		1000 hours at 105°C with no voltage applied													
		Capacitance Change													
		≤20% of initial measured value													
		Dissipation Factor													
Ripple Current Multipliers		≤200% of maximum specified value													
		Leakage Current													
		≤100% of maximum specified value													
		Frequency (Hz)													
		Temperature (°C)													
		WVDC	Capacitance (uF)	50	120	300	1k	10k	100k	105	85	70	65	45	
		6.3 to 100V	<47	.75	1.0	1.36	1.57	2.0	2.3	1	1.75	1.9	2	2.23	
			68 to 470	.8	1.0	1.23	1.34	1.5	1.65	1	1.75	1.9	2	2.23	
			>560	.85	1.0	1.1	1.13	1.15	1.4	1	1.75	1.9	2	2.23	
		160 to 450V	.47 to 4.7	.65	1.0	1.35	1.75	2.3	2.5	1	1.75	1.9	2	2.23	
			6.8 to 82	.75	1.0	1.25	1.5	1.75	1.8	1	1.75	1.9	2	2.23	
			100 to 1000	.8	1.0	1.15	1.3	1.4	1.5	1	1.75	1.9	2	2.23	



D	5	6.3	8	10	12.5	16	18
S	2.0	2.5	3.5	5.0	5.0	7.5	7.5
d	0.5	0.5	0.6	0.6	0.6	0.8	0.8

L<sub>1</sub>=L+1.5mm Max.  
D<sub>1</sub>=D+0.5mm Max.  
S<sub>1</sub>=S+0.5 mm

**ILLINOIS CAPACITOR**

Your Global Source for World-Class Capacitors

© 2017 Illinois Capacitor

North America  
Tel: 847.675.1760  
sales@illcap.com

Asia  
Tel: 852.2793 0931  
sales@illcap.com.hk

Feb-17

**CKH\_CKE****+105°C, Extended life 2000  
hour**

Capacitance (µF)	WVDC	IC PART NUMBER	Maximum ESR (Ω) 120 Hz, +20°C	Maximum RMS Ripple Current (mA) 120 Hz, +105°C	Dims DxL (mm)
220	50	227CKH050M	0.7536	510	10x16
220	63	227CKH063M	0.7536	505	10x20
220	63	227CKE063M	0.754	390	10x16
220	100	227CKE100M	0.754	660	12.5x25
220	100	227CKH100M	0.7536	960	16x25
220	100	227CKE100MNU	0.754	390	12.5x20
220	160	227CKE160MQW	1.13	860	16x30
220	200	227CKE200M	1.13	920	16x35
220	250	227CKE250MLCG	1.5071	1010	18x40
220	250	227CKE250M	1.13	485	18x35
330	10	337CKE010M	1.1052	240	6.3x11
330	16	337CKE016MGM	0.8088	225	6.3x11
330	25	337CKE025M	0.4938	340	8x11.5
330	35	337CKE035M	0.603	420	10x12.5
330	50	337CKE050M	0.502	590	10x16
330	50	337CKH050M	0.502	490	10x20
330	63	337CKH063M	0.502	690	12.5x20
330	100	337CKH100M	0.502	1000	16x25
330	100	337CKE100M	0.502	800	12.5x25
330	160	337CKE160MKCG	1.0048	1200	16x40
330	200	337CKE200M	0.754	675	18x40
470	10	477CKE010M	0.776	285	6.3x11
470	16	477CKE016M	0.5644	365	8x11.5
470	16	477CKH016M	0.5644	440	10x12.5
470	25	477CKE025M	0.4938	470	10x12.5
470	35	477CKE035M	0.423	545	10x16
470	50	477CKE050M	0.353	705	10x20
470	50	477CKH050M	0.353	630	12.5x20
470	63	477CKH063M	0.353	690	12.5x25
470	63	477CKE063M	0.353	810	12.5x20
470	100	477CKE100M	0.353	1050	16x25
680	6.3	687CKH6R3M	0.0585	375	10x12.5
680	16	687CKH016M	0.3901	490	10x16
680	35	687CKE035MGJG	0.2926	680	10x20
680	50	687CKE050MTJG	0.2438	925	12.5x20
680	63	687CKH063M	0.244	925	16x25
1000	6.3	108CKE6R3M	0.3979	445	8x11.5
1000	10	108CKE010M	0.3647	570	10x12.5
1000	16	108CKE016M	0.2653	680	10x16
1000	16	108CKE016MLN	0.2653	500	10x12.5
1000	16	108CKH016M	0.2653	720	10x20
1000	25	108CKE025MLQ	0.2321	610	10x16
1000	25	108CKE025M	0.2321	820	10x20
1000	35	108CKH035M	0.199	1025	12.5x20
1000	50	108CKH050M	0.166	1010	16x25
1000	50	108CKE050M	0.166	1285	12.5x25
1000	63	108CKE063M	0.166	1450	16x25
1000	100	108CKE100M	0.166	2020	18x40
1000	100	108CKE100MRY	0.166	1000	18x35
1500	6.3	158CKH6R3M	0.2874	585	10x20
1500	16	158CKH016M	0.1989	800	12.5x20
1500	25	158CKH025M	0.1768	905	12.5x25
1500	35	158CKH035M	0.1547	1140	16x25

Capacitance (µF)	WVDC	IC PART NUMBER	Maximum ESR (Ω) 120 Hz, +20°C	Maximum RMS Ripple Current (mA) 120 Hz, +105°C	Dims DxL (mm)
1500	35	158CKE035MTJD	0.1326	1125	12.5x25
1500	50	158CKH050M	0.1326	1250	18x30
2200	6.3	228CKE6R3M	0.211	740	10x16
2200	10	228CKE010MLQ	0.1959	705	10x16
2200	10	228CKE010M	0.1959	900	10x20
2200	16	228CKE016M	0.1507	1110	12.5x20
2200	16	228CKH016M	0.1507	1250	12.5x25
2200	16	228CKE016MLU	0.1507	710	10x20
2200	25	228CKH025M	0.1356	1210	16x25
2200	25	228CKE025M	0.1356	1175	12.5x25
2200	35	228CKE035M	0.1206	1500	16x25
2200	35	228CKH035M	0.121	1730	16x30
2200	50	228CKH050M	0.106	1700	18x35
2200	50	228CKE050MQW	0.1055	1410	16x30
2200	50	228CKE050M	0.1055	1885	16x35
3300	6.3	338CKE6R3M	0.1507	1030	10x20
3300	10	338CKE010M	0.1407	1205	12.5x20
3300	16	338CKE016M	0.1105	1390	12.5x25
3300	25	338CKE025M	0.1005	1645	16x25
3300	25	338CKH025M	0.1005	1800	16x30
3300	35	338CKE035MQW	0.0905	1810	16x30
3300	35	338CKE035M	0.0905	1820	16x35
3300	50	338CKE050M	0.0804	2165	18x35
4700	10	478CKE010M	0.1058	1490	12.5x25
4700	10	478CKH010M	0.1058	1350	16x25
4700	16	478CKH016M	0.0847	1560	16x30
4700	16	478CKE016M	0.0847	1740	16x25
4700	25	478CKE025M	0.0776	2010	16x30
4700	25	478CKE025MQV	0.0776	1570	16x25
4700	35	478CKE035MQY	0.0706	1780	16x35
4700	35	478CKE035M	0.0706	2335	18x35
6800	6.3	688CKE6R3M	0.08777	1555	12.5x25
6800	10	688CKE010M	0.0756	1825	16x25
6800	16	688CKE016M	0.0707	2080	16x30
6800	16	688CKE016MQV	0.0707	1600	16x25
6800	25	688CKE025MQY	0.0634	2308	16x35
6800	25	688CKE025M	0.0634	2170	18x35
6800	35	688CKE035M	0.0585	2400	18x40
10000	6.3	109CKE6R3M	0.06963	1900	16x25
10000	6.3	109CKH6R3M	0.06963	1730	16x30
10000	10	109CKH010M	0.0663	2030	18x35
10000	10	109CKE010MQW	0.0663	1980	16x30
10000	16	109CKE016M	0.0564	2380	16x35
10000	25	109CKE025MLAD	0.0547	2500	18x35
10000	25	109CKE025M	0.0531	2000	18x40
15000	6.3	159CKE6R3MQW	0.05747	1820	16x30
15000	6.3	159CKE6R3M	0.05747	2140	16x35
15000	10	159CKE010MQY	0.0553	2050	16x35
15000	10	159CKE010M	0.0553	2370	18x35
15000	16	159CKE016M	0.0486	2210	18x40
22000	6.3	229CKE6R3MRY	0.04979	2400	18x35
22000	10	229CKE010M	0.0482	2410	18x40



# G5RL-U/-K

PCB Power Relay

## 16 A High Switching Current, General-purpose Latching Relay

- Creepage distance 8 mm between coil and contacts.
- 10 kV Impulse withstand voltage.
- Ambient Operating Temperature 85°C
- Suitable for TV-8 rating. (SPST-NO (1a))

RoHS Compliant

**NEW**

Model Number Legend

G5RL-□□□-□  
1 2 3 4

1. Relay Function

U : Single-winding latching

K : Double-winding latching
3. Contact Form

None: SPDT (1c)

A : SPST-NO (1a)
2. Number of poles

1 : 1-Pole
4. Classification

E : High-capacity

Application Examples

- Housing equipments
- Building Automation
- UPS, FA equipment
- Electric power meter

G  
5  
R  
L  
-  
U  
/  
K

Ordering Information

Classification	Terminal Shape	Contact form	Enclosure rating	Single-winding latching		Double-winding latching		Minimum packing unit
				Model	Rated coil voltage	Model	Rated coil voltage	
High-capacity	PCB terminals	SPST-NO (1a)	Flux protection	G5RL-U1A-E	3 VDC 5 VDC 6 VDC	G5RL-K1A-E	5 VDC 12 VDC 24 VDC	100 pcs/tray
		SPDT (1c)		G5RL-U1-E	12 VDC 24 VDC	G5RL-K1-E		

Note. When ordering, add the rated coil voltage to the model number.  
Example: G5RL-U1A-E DC5  
Rated coil voltage  
However, the notation of the coil voltage on the product case as well as on the packing will be marked as □□ VDC.

Ratings

Coil

Single-winding Latching Type

Rated Voltage	Rated current (mA)	Coil resistance (Ω)	Must set voltage	Must reset voltage	Max voltage	Power consumption (W)
			% of rated voltage			
3 VDC	200	15	70% max.	70% max.	130%	Approx. 0.6
5 VDC	120	41.7				
6 VDC	100	60				
12 VDC	50	240				
24 VDC	25	960				

Double-winding Latching Type

Rated Voltage	Rated current (mA)		Coil resistance (Ω)		Must set voltage	Must reset voltage	Max voltage	Power consumption (W)	
	Set coil	Reset coil	Set coil	Reset coil	% of rated voltage			Set coil	Reset coil
5 VDC	150		33.3		70% max.	70% max.	130%	Approx. 0.75	
12 VDC	62.5		192					Approx. 0.84	
24 VDC	35		686						

Note. The rated current and resistance are measured at a coil temperature of 23°C with a tolerance of ±10%.

**G5RL-U/-K****PCB Power Relay****●Contacts**

Load	Resistive load	
Contact form	SPST-NO (1a)	SPDT (1c)
Contact type	Single	
Contact material	Ag Alloy (Cd free)	
Rated load	16 A at 250 VAC 16 A at 24 VDC	16 A at 250 VAC (N.O) 5 A at 250 VAC (N.C) 16 A at 24 VDC (N.O) 5 A at 24 VDC (N.C)
Rated carry current	16 A	16 A (N.O), 5A (N.C)
Max. switching voltage	250 VAC, 24 VDC	
Max. switching current	16 A	16 A (N.O), 5 A (N.C)

**■Characteristics**

Item	Classification Relay function	SPST-NO (1a), SPDT (1c)
		Single-winding Latching, Double-winding Latching
Contact resistance *1		100 mΩ max.
Set time		10 ms max.
Reset time		10 ms max.
Minimum pulse width *2		30 ms
Maximum pulse width *2		1 min
Insulation resistance *3		1,000 MΩ min.
Dielectric strength	Between coil and contacts	6,000 VAC, 50/60 Hz for 1 min
	Between contacts of the same polarity	1,000 VAC, 50/60 Hz for 1 min
Impulse withstand voltage	Between coil and contacts	10 kV (1.2 × 50 μs)
Insulation distance	Between coil and contacts	Clearance: 6.4 mm, Creepage: 8 mm
Vibration resistance	Destruction	10 to 55 to 10 Hz, 0.75 mm single amplitude (1.5 mm double amplitude)
	Malfunction	10 to 55 to 10 Hz, 0.75 mm single amplitude (1.5 mm double amplitude) at Set status 10 to 55 to 10 Hz, 0.75 mm single amplitude (1.5 mm double amplitude) at Reset status (Except SPST-NO)
Shock resistance	Destruction	1,000 m/s <sup>2</sup>
	Malfunction	150 m/s <sup>2</sup> at Set status 50 m/s <sup>2</sup> at Reset status (Except SPST-NO)
Durability	Mechanical *4	5,000,000 operations min.
	Electrical *4	50,000 operations min.
Ambient operating temperature		-40° to 85°C (with no icing or condensation)
Ambient operating humidity		5% to 85%
Weight		Approx. 10 g

Note. Values in the above table are initial values.

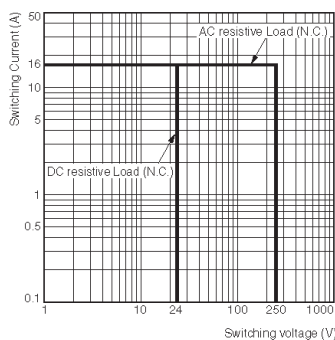
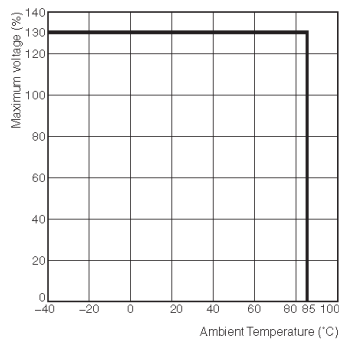
\*1. The contact resistance is measured with 1 A applied at 5 VDC using a fall-of-potential method.

\*2. These are measured at a coil temperature of 23°C and rated coil voltage.

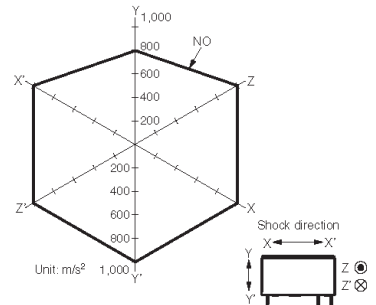
Pulse duty factor should be 10% MAX.

\*3. The insulation resistance is measured between coil and contacts and between contacts of same polarity at 500 VDC.

\*4. Operated with input pulse width "30 ms".

**■Engineering Data****●Maximum Switching Power****●Ambient Temperature vs. Maximum Coil Voltage**

Note. Maximum voltage of Set pulse and Reset pulse at duty factor 10%.

**●Malfunction Shock**

Sample: G5RL-K1A-E 12VDC

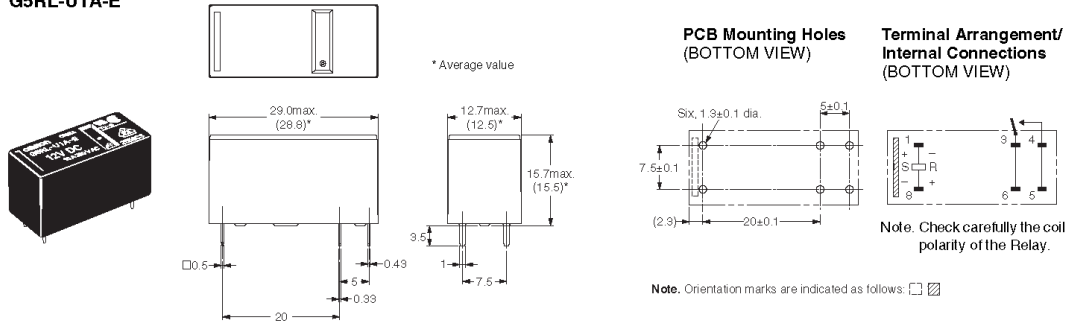
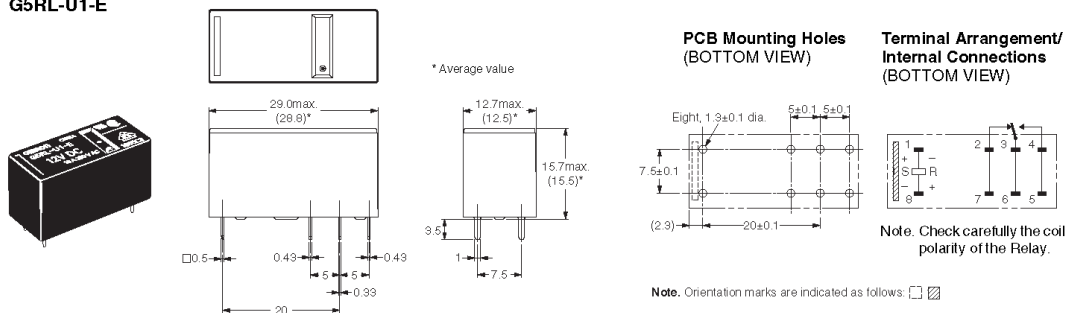
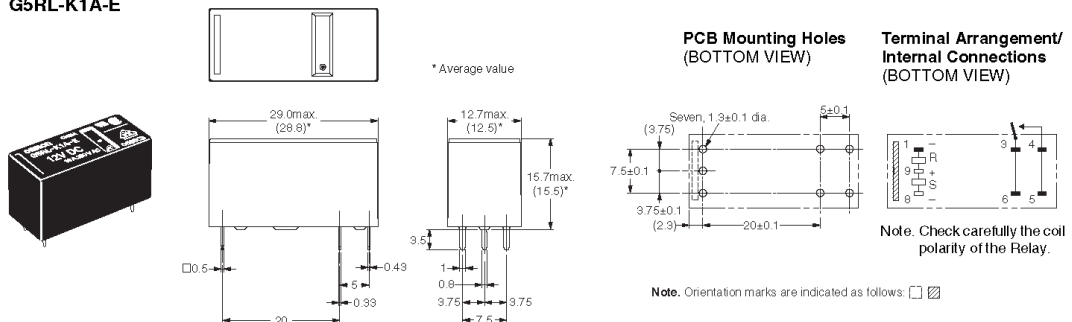
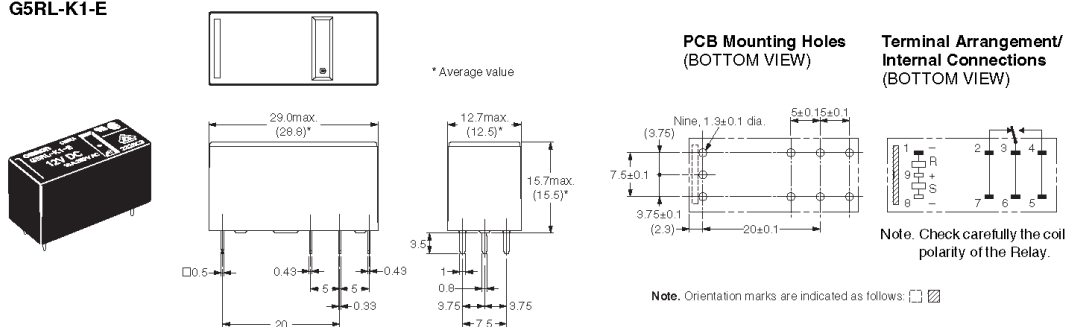
No. of relays: 5 pcs

Test Conditions: Shock is applied in  $\pm X$ ,  $\pm Y$ , and  $\pm Z$  directions three times each with Set and Reset status to check the number of contact malfunctions.

Standard value: 50 m/s<sup>2</sup> with Set status  
100 m/s<sup>2</sup> with Reset status

**G5RL-U/-K****PCB Power Relay****■Dimensions**

(Unit: mm)

**G5RL-U1A-E****G5RL-U1-E****G5RL-K1A-E****G5RL-K1-E**

G5RL-U/-K

# G5RL-U/-K

## PCB Power Relay

### Approved Standards

#### UL Recognized (File No. E41643) and CSA Certified (File No. LR31928)

Model	Contact form	Coil ratings	Contact ratings	Number of test operations
G5RL-U1A-E G5RL-K1A-E	SPST-NO (1a)	5 to 24 VDC ( "J" models: 3 to 24 VDC)	16 A 277 VAC (Resistive) - NO 85°C TV-5 - NO 40°C TV-8 - NO 40°C 8 A 250 VAC (Ballast) - NO 40°C 2,000 W 250 VAC (Tungsten) 70°C	50,000 25,000 25,000 6,000 6,000
G5RL-U1-E G5RL-K1-E	SPDT (1c)		16 A 277 VAC (Resistive) - NO 85°C 8 A 250 VAC (Ballast) - NO 40°C 2,000 W 250 VAC (Tungsten) - NO 40°C 5 A 250 VAC (General) - NC 40°C	50,000 6,000 6,000 50,000

#### VDE Certified (EN61810-1) (License No. 40007172)

Model	Contact form	Coil ratings	Contact ratings	Number of test operations
G5RL-U1A-E G5RL-K1A-E	SPST-NO (1a)	5, 12, 24 VDC ( "J" models: 3, 5, 6, 12, 24 VDC)	16 A 250 VAC (cosφ=1) - NO 85°C 240 VAC 100 A (0-P) Steady 10 A (rms) - NO 85°C	30,000 50,000
G5RL-U1-E G5RL-K1-E	SPDT (1c)		16 A 250 VAC (cosφ=1) - NO 85°C 5 A 250 VAC (cosφ=1) - NC 85°C	30,000 30,000

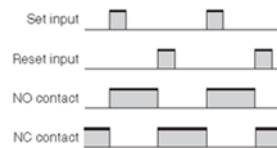
### Precautions

#### Please refer to "PCB Relays Common Precautions" for correct use.

#### Correct Use

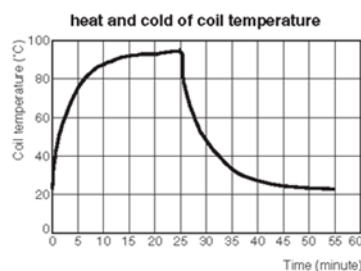
##### Basic Operation of Latching Relays

- In these Relays, the input pulse of the set coil causes the operating condition to be maintained magnetically or mechanically, whereas the input pulse to the reset coil side puts the Relay into the reset condition.



##### Coil Temperature Rise of long time continuous current to the coil

- When the coil is applied continuous current for a long time, the coil would be heat too much. Please decide the coil Input pulse width by "heat and cold of coil temperature"



• Application examples provided in this document are for reference only. In actual applications, confirm equipment functions and safety before using the product.  
 • Consult your OMRON representative before using the product under conditions which are not described in the manual or applying the product to nuclear control systems, railroad systems, aviation systems, vehicles, combustion systems, medical equipment, amusement machines, safety equipment, and other systems or equipment that may have a serious influence on lives and property if used improperly. Make sure that the ratings and performance characteristics of the product provide a margin of safety for the system or equipment, and be sure to provide the system or equipment with double safety mechanisms.

Note: Do not use this document to operate the Unit.

**OMRON Corporation**

Electronic and Mechanical Components Company

Contact: [www.omron.com/ecb](http://www.omron.com/ecb)

Cat. No. K265-E1-07  
1116(0913)(O)



## DATASHEET

## HIP4081A

80V/2.5A Peak, High Frequency Full Bridge FET Driver

FN3659

Rev 8.00

September 15, 2015

The HIP4081A is a high frequency, medium voltage Full Bridge N-Channel FET driver IC, available in 20 lead plastic SOIC and DIP packages. The HIP4081A can drive every possible switch combination except those which would cause a shoot-through condition. The HIP4081A can switch at frequencies up to 1MHz and is well suited to driving Voice Coil Motors, high-frequency switching power amplifiers, and power supplies.

For example, the HIP4081A can drive medium voltage brush motors, and two HIP4081As can be used to drive high performance stepper motors, since the short minimum "on-time" can provide fine micro-stepping capability.

Short propagation delays of approximately 55ns maximizes control loop crossover frequencies and dead-times which can be adjusted to near zero to minimize distortion, resulting in rapid, precise control of the driven load.

A similar part, the HIP4080A, includes an on-chip input comparator to create a PWM signal from an external triangle wave and to facilitate "hysteresis mode" switching.

The Application Note for the HIP4081A is the AN9405.

## Ordering Information

PART NUMBER	TEMP RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
HIP4081AIP (No longer available, recommended replacement: HIP4081AIPZ)	-40 to 85	20 Ld PDIP	E20.3
HIP4081AIPZ (Note)	-40 to 85	20 Ld PDIP (Pb-free)	E20.3
HIP4081AIB	-40 to 85	20 Ld SOIC (W)	M20.3
HIP4081AIBZ (Note)	-40 to 85	20 Ld SOIC (W) (Pb-free)	M20.3

NOTE: Intersil Pb-free products employ special Pb-free material sets; molding compounds/die attach materials and 100% matte tin plate termination finish, which is compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations. Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J Std-020B.

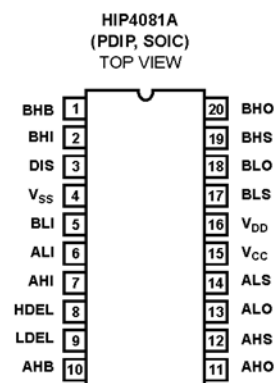
## Features

- Independently Drives 4 N-Channel FET in Half Bridge or Full Bridge Configurations
- Bootstrap Supply Max Voltage to 95V<sub>DC</sub>
- Drives 1000pF Load at 1MHz in Free Air at 50°C with Rise and Fall Times of Typically 10ns
- User-Programmable Dead Time
- On-Chip Charge-Pump and Bootstrap Upper Bias Supplies
- DIS (Disable) Overrides Input Control
- Input Logic Thresholds Compatible with 5V to 15V Logic Levels
- Very Low Power Consumption
- Undervoltage Protection
- Pb-free Available

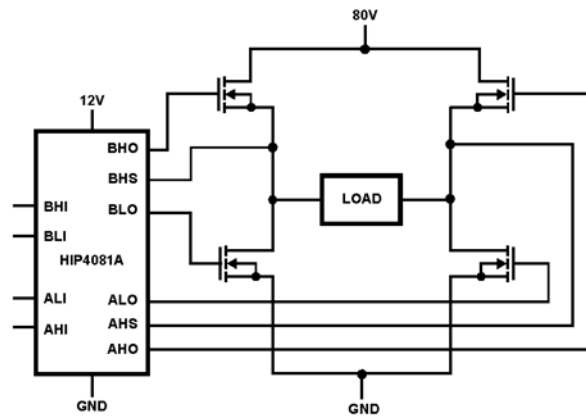
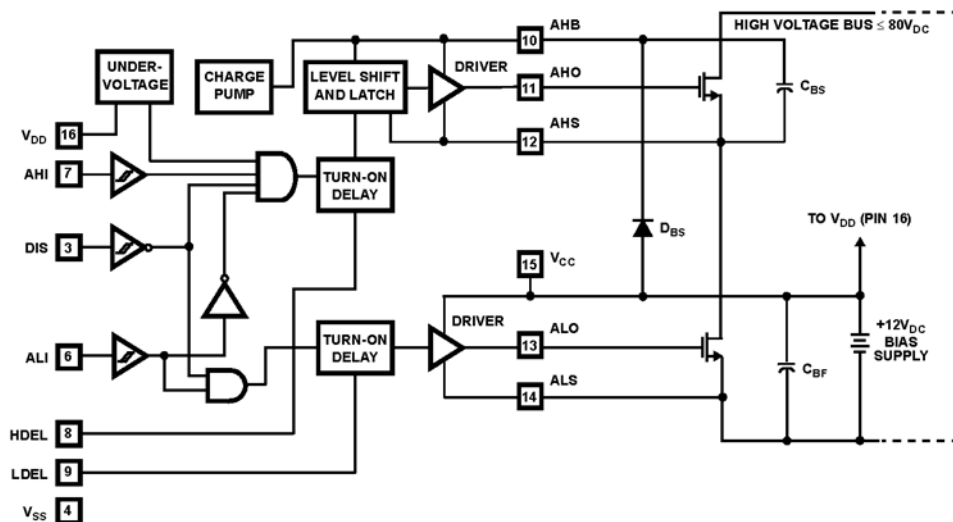
## Applications

- Medium/Large Voice Coil Motors
- Full Bridge Power Supplies
- Switching Power Amplifiers
- High Performance Motor Controls
- Noise Cancellation Systems
- Battery Powered Vehicles
- Peripherals
- U.P.S.

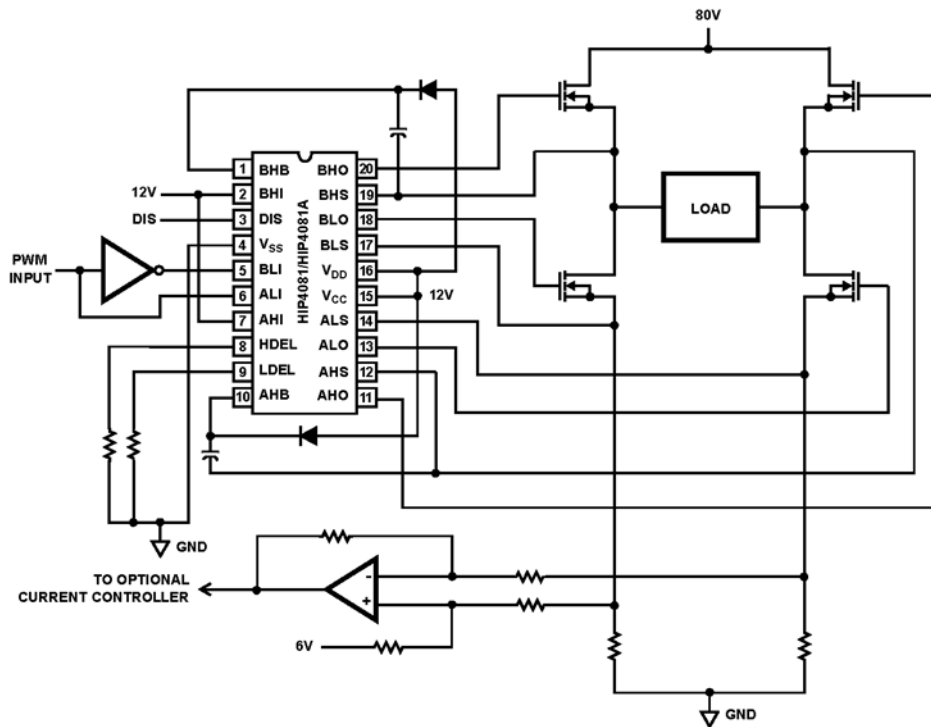
## Pinout



HIP4081A

**Application Block Diagram****Functional Block Diagram (1/2 HIP4081A)**

HIP4081A

**Typical Application** (PWM Mode Switching)



HIP4081A

**Absolute Maximum Ratings**

Supply Voltage,  $V_{DD}$  and  $V_{CC}$  ..... -0.3V to 16V  
 Logic I/O Voltages ..... -0.3V to  $V_{DD}$  +0.3V  
 Voltage on AHS, BHS ..... -6.0V (Transient) to 80V (25°C to 125°C)  
 Voltage on AHS, BHS ..... -6.0V (Transient) to 70V (-55°C to 125°C)  
 Voltage on ALS, BLS ..... -2.0V (Transient) to +2.0V (Transient)  
 Voltage on AHB, BHB .....  $V_{AHS, BHS}$  -0.3V to  $V_{AHS, BHS} + V_{DD}$   
 Voltage on ALO, BLO .....  $V_{ALS, BLS}$  -0.3V to  $V_{CC}$  +0.3V  
 Voltage on AHO, BHO .....  $V_{AHS, BHS}$  -0.3V to  $V_{AHB, BHB}$  +0.3V  
 Input Current, HDEL and LDEL ..... -5mA to 0mA  
 Phase Slew Rate ..... 20V/ns  
 NOTE: All Voltages relative to  $V_{SS}$ , unless otherwise specified.

**Operating Conditions**

Supply Voltage,  $V_{DD}$  and  $V_{CC}$  ..... +9.5V to +15V  
 Voltage on ALS, BLS ..... -1.0V to +1.0V  
 Voltage on AHB, BHB .....  $V_{AHS, BHS}$  +5V to  $V_{AHS, BHS}$  +15V  
 Input Current, HDEL and LDEL ..... -500 $\mu$ A to -50 $\mu$ A  
 Operating Ambient Temperature Range ..... -40°C to 85°C

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1.  $\theta_{JA}$  is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

**Thermal Information**

Thermal Resistance (Typical, Note 1) .....  $\theta_{JA}$  (°C/W)  
 SOIC Package ..... 85  
 DIP Package ..... 75  
 Storage Temperature Range ..... -65°C to 150°C  
 Operating Max. Junction Temperature ..... 125°C  
 Lead Temperature (Soldering 10s) ..... 300°C  
 (For SOIC - Lead Tips Only)

**Electrical Specifications**  $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$ ,  $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$ ,  $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$  and  $T_A = 25^\circ C$ , Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	T <sub>J</sub> = 25°C			T <sub>Js</sub> = -40°C TO 125°C		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
SUPPLY CURRENTS AND CHARGE PUMPS								
V <sub>DD</sub> Quiescent Current	I <sub>DD</sub>	All inputs = 0V	8.5	10.5	14.5	7.5	14.5	mA
V <sub>DD</sub> Operating Current	I <sub>DDO</sub>	Outputs switching f = 500kHz	9.5	12.5	15.5	8.5	15.5	mA
V <sub>CC</sub> Quiescent Current	I <sub>CC</sub>	All Inputs = 0V, I <sub>ALO</sub> = I <sub>BLO</sub> = 0	-	0.1	10	-	20	μA
V <sub>CC</sub> Operating Current	I <sub>CCO</sub>	f = 500kHz, No Load	1	1.25	2.0	0.8	3	mA
AHB, BHB Quiescent Current - Qpump Output Current	I <sub>AHB</sub> , I <sub>BHB</sub>	All Inputs = 0V, I <sub>AHO</sub> = I <sub>BHO</sub> = 0 V <sub>DD</sub> = V <sub>CC</sub> = V <sub>AHB</sub> = V <sub>BHB</sub> = 10V	-50	-30	-11	-60	-10	μA
AHB, BHB Operating Current	I <sub>AHBO</sub> , I <sub>BHBO</sub>	f = 500kHz, No Load	0.6	1.2	1.5	0.5	1.9	mA
AHS, BHS, AHB, BHB Leakage Current	I <sub>HLK</sub>	V <sub>BHS</sub> = V <sub>AHS</sub> = 80V, V <sub>AHB</sub> = V <sub>BHB</sub> = 93V	-	0.02	1.0	-	10	μA
AHB-AHS, BHB-BHS Qpump Output Voltage	V <sub>AHB</sub> -V <sub>AHS</sub> V <sub>BHB</sub> -V <sub>BHS</sub>	I <sub>AHB</sub> = I <sub>AHB</sub> = 0, No Load	11.5	12.6	14.0	10.5	14.5	V
INPUT PINS: ALI, BLI, AHI, BHI, AND DIS								
Low Level Input Voltage	V <sub>IL</sub>	Full Operating Conditions	-	-	1.0	-	0.8	V
High Level Input Voltage	V <sub>IH</sub>	Full Operating Conditions	2.5	-	-	2.7	-	V
Input Voltage Hysteresis			-	35	-	-	-	mV
Low Level Input Current	I <sub>IL</sub>	V <sub>IN</sub> = 0V, Full Operating Conditions	-130	-100	-75	-135	-65	μA
High Level Input Current	I <sub>IH</sub>	V <sub>IN</sub> = 5V, Full Operating Conditions	-1	-	+1	-10	+10	μA
TURN-ON DELAY PINS: LDEL AND HDEL								
LDEL, HDEL Voltage	V <sub>HDEL</sub> , V <sub>LDEL</sub>	I <sub>HDEL</sub> = I <sub>LDEL</sub> = -100μA	4.9	5.1	5.3	4.8	5.4	V
GATE DRIVER OUTPUT PINS: ALO, BLO, AHO, AND BHO								
Low Level Output Voltage	V <sub>OL</sub>	I <sub>OUT</sub> = 100mA	0.7	0.85	1.0	0.5	1.1	V
High Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> -V <sub>OH</sub>	I <sub>OUT</sub> = -100mA	0.8	0.95	1.1	0.5	1.2	V
Peak Pullup Current	I <sub>O+</sub>	V <sub>OUT</sub> = 0V	1.7	2.6	3.8	1.4	4.1	A



HIP4081A

**Electrical Specifications**  $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$ ,  $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$ ,  $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$  and  $T_A = 25^\circ C$ , Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	$T_J = 25^\circ C$			$T_{JS} = -40^\circ C$ TO $125^\circ C$		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
Peak Pulldown Current	$I_{O^-}$	$V_{OUT} = 12V$	1.7	2.4	3.3	1.3	3.6	A
Undervoltage, Rising Threshold	UV+		8.1	8.8	9.4	8.0	9.5	V
Undervoltage, Falling Threshold	UV-		7.6	8.3	8.9	7.5	9.0	V
Undervoltage, Hysteresis	HYS		0.25	0.4	0.65	0.2	0.7	V

**Switching Specifications**  $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$ ,  $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$ ,  $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$ ,  $C_L = 1000pF$ .

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	$T_J = 25^\circ C$			$T_{JS} = -40^\circ C$ TO $125^\circ C$		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
Lower Turn-off Propagation Delay (ALI-ALO, BLI-BLO)	$T_{LPHL}$		-	30	60	-	80	ns
Upper Turn-off Propagation Delay (AHI-AHO, BHI-BHO)	$T_{HPHL}$		-	35	70	-	90	ns
Lower Turn-on Propagation Delay (ALI-ALO, BLI-BLO)	$T_{LPLH}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	-	45	70	-	90	ns
Upper Turn-on Propagation Delay (AHI-AHO, BHI-BHO)	$T_{HPLH}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	-	60	90	-	110	ns
Rise Time	$T_R$		-	10	25	-	35	ns
Fall Time	$T_F$		-	10	25	-	35	ns
Turn-on Input Pulse Width	$T_{PWIN-ON}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	50	-	-	50	-	ns
Turn-off Input Pulse Width	$T_{PWIN-OFF}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	40	-	-	40	-	ns
Turn-on Output Pulse Width	$T_{PWOUT-ON}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	40	-	-	40	-	ns
Turn-off Output Pulse Width	$T_{PWOUT-OFF}$	$R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$	30	-	-	30	-	ns
Disable Turn-off Propagation Delay (DIS - Lower Outputs)	$T_{DISLOW}$		-	45	75	-	95	ns
Disable Turn-off Propagation Delay (DIS - Upper Outputs)	$T_{DISHIGH}$		-	55	85	-	105	ns
Disable to Lower Turn-on Propagation Delay (DIS - ALO and BLO)	$T_{DLPLH}$		-	40	70	-	90	ns
Refresh Pulse Width (ALO and BLO)	$T_{REF-PW}$		240	410	550	200	600	ns
Disable to Upper Enable (DIS - AHO and BHO)	$T_{UEN}$		-	450	620	-	690	ns

TRUTH TABLE

INPUT				OUTPUT	
ALI, BLI	AHI, BHI	U/V	DIS	ALO, BLO	AHO, BHO
X	X	X	1	0	0
1	X	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0
X	X	1	X	0	0

NOTE: X signifies that input can be either a "1" or "0".

HIP4081A

**Pin Descriptions**

PIN NUMBER	SYMBOL	DESCRIPTION
1	BHB	B High-side Bootstrap supply. External bootstrap diode and capacitor are required. Connect cathode of bootstrap diode and positive side of bootstrap capacitor to this pin. Internal charge pump supplies 30μA out of this pin to maintain bootstrap supply. Internal circuitry clamps the bootstrap supply to approximately 12.8V.
2	BHI	B High-side Input. Logic level input that controls BHO driver (Pin 20). BLI (Pin 5) high level input overrides BHI high level input to prevent half-bridge shoot-through, see Truth Table. DIS (Pin 3) high level input overrides BHI high level input. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than $V_{DD}$ ).
3	DIS	DISable input. Logic level input that when taken high sets all four outputs low. DIS high overrides all other inputs. When DIS is taken low the outputs are controlled by the other inputs. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than $V_{DD}$ ).
4	$V_{SS}$	Chip negative supply, generally will be ground.
5	BLI	B Low-side Input. Logic level input that controls BLO driver (Pin 18). If BHI (Pin 2) is driven high or not connected externally then BLI controls both BLO and BHO drivers, with dead time set by delay currents at HDEL and LDEL (Pin 8 and 9). DIS (Pin 3) high level input overrides BLI high level input. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than $V_{DD}$ ).
6	ALI	A Low-side Input. Logic level input that controls ALO driver (Pin 13). If AHI (Pin 7) is driven high or not connected externally then ALI controls both ALO and AHO drivers, with dead time set by delay currents at HDEL and LDEL (Pin 8 and 9). DIS (Pin 3) high level input overrides ALI high level input. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than $V_{DD}$ ).
7	AHI	A High-side Input. Logic level input that controls AHO driver (Pin 11). ALI (Pin 6) high level input overrides AHI high level input to prevent half-bridge shoot-through, see Truth Table. DIS (Pin 3) high level input overrides AHI high level input. The pin can be driven by signal levels of 0V to 15V (no greater than $V_{DD}$ ).
8	HDEL	High-side turn-on DELay. Connect resistor from this pin to $V_{SS}$ to set timing current that defines the turn-on delay of both high-side drivers. The low-side drivers turn-off with no adjustable delay, so the HDEL resistor guarantees no shoot-through by delaying the turn-on of the high-side drivers. HDEL reference voltage is approximately 5.1V.
9	LDEL	Low-side turn-on DELay. Connect resistor from this pin to $V_{SS}$ to set timing current that defines the turn-on delay of both low-side drivers. The high-side drivers turn-off with no adjustable delay, so the LDEL resistor guarantees no shoot-through by delaying the turn-on of the low-side drivers. LDEL reference voltage is approximately 5.1V.
10	AHB	A High-side Bootstrap supply. External bootstrap diode and capacitor are required. Connect cathode of bootstrap diode and positive side of bootstrap capacitor to this pin. Internal charge pump supplies 30μA out of this pin to maintain bootstrap supply. Internal circuitry clamps the bootstrap supply to approximately 12.8V.
11	AHO	A High-side Output. Connect to gate of A High-side power MOSFET.
12	AHS	A High-side Source connection. Connect to source of A High-side power MOSFET. Connect negative side of bootstrap capacitor to this pin.
13	ALO	A Low-side Output. Connect to gate of A Low-side power MOSFET.
14	ALS	A Low-side Source connection. Connect to source of A Low-side power MOSFET.
15	$V_{CC}$	Positive supply to gate drivers. Must be same potential as $V_{DD}$ (Pin 16). Connect to anodes of two bootstrap diodes.
16	$V_{DD}$	Positive supply to lower gate drivers. Must be same potential as $V_{CC}$ (Pin 15). De-couple this pin to $V_{SS}$ (Pin 4).
17	BLS	B Low-side Source connection. Connect to source of B Low-side power MOSFET.
18	BLO	B Low-side Output. Connect to gate of B Low-side power MOSFET.
19	BHS	B High-side Source connection. Connect to source of B High-side power MOSFET. Connect negative side of bootstrap capacitor to this pin.
20	BHO	B High-side Output. Connect to gate of B High-side power MOSFET.

HIP4081A

**Typical Performance Curves**  $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$ ,  $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$ ,  $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$  and  $T_A = 25^\circ C$ , Unless Otherwise Specified

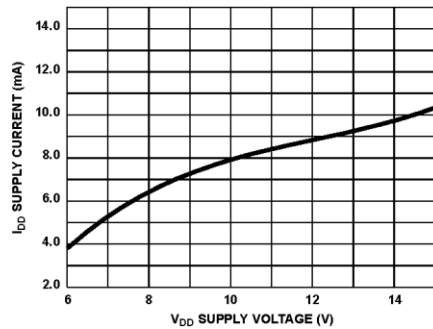


FIGURE 4. QUIESCENT  $I_{DD}$  SUPPLY CURRENT vs  $V_{DD}$  SUPPLY VOLTAGE

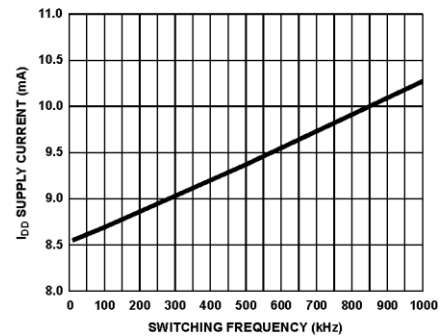


FIGURE 5.  $I_{DD0}$ , NO-LOAD  $I_{DD}$  SUPPLY CURRENT vs FREQUENCY (kHz)

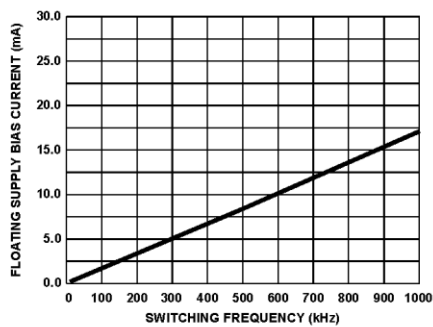


FIGURE 6. SIDE A, B FLOATING SUPPLY BIAS CURRENT vs FREQUENCY (LOAD = 1000pF)

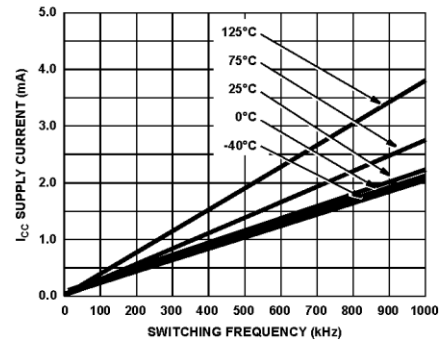


FIGURE 7.  $I_{CC0}$ , NO-LOAD  $I_{CC}$  SUPPLY CURRENT vs FREQUENCY (kHz) TEMPERATURE

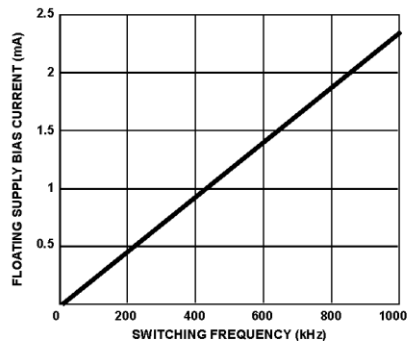


FIGURE 8.  $I_{AHB}$ ,  $I_{BHB}$ , NO-LOAD FLOATING SUPPLY BIAS CURRENT vs FREQUENCY

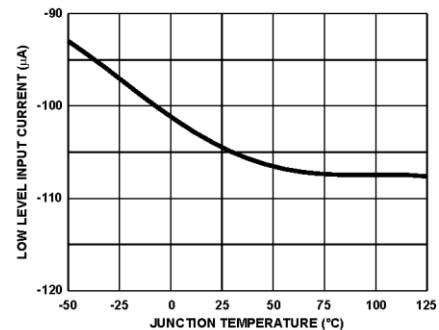


FIGURE 9. ALI, BLI, AHI, BHI LOW LEVEL INPUT CURRENT  $I_{IL}$  vs TEMPERATURE

HIP4081A

**Typical Performance Curves**  $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$ ,  $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$ ,  $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$  and  $T_A = 25^\circ C$ , Unless Otherwise Specified

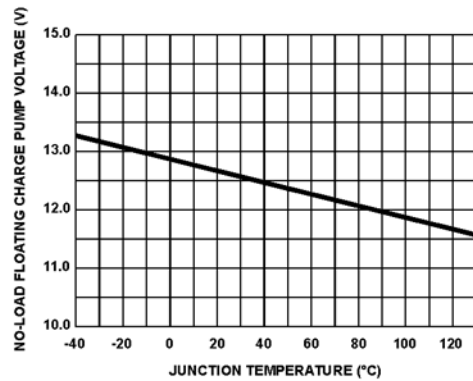


FIGURE 10. AHB - AHS, BHB - BHS NO-LOAD CHARGE PUMP VOLTAGE vs TEMPERATURE

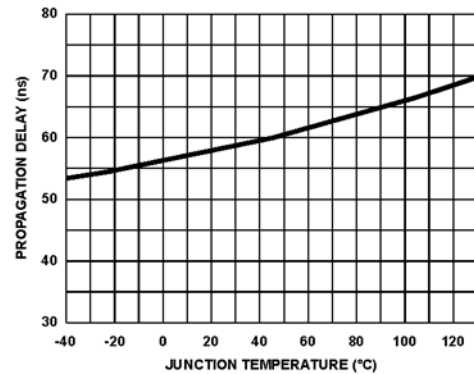


FIGURE 11. UPPER DISABLE TURN-OFF PROPAGATION DELAY  $T_{DISHIGH}$  vs TEMPERATURE

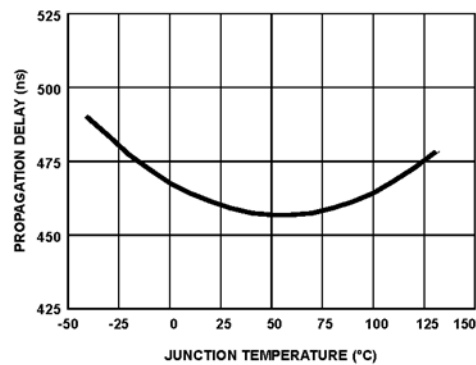


FIGURE 12. DISABLE TO UPPER ENABLE,  $T_{UEN}$ , PROPAGATION DELAY vs TEMPERATURE

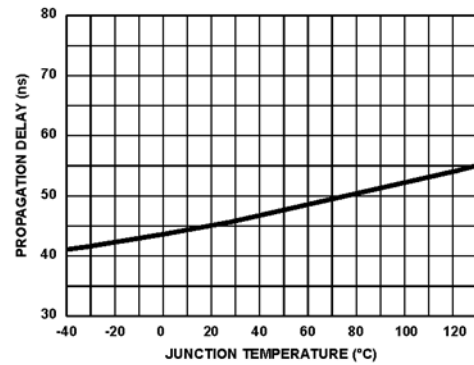


FIGURE 13. LOWER DISABLE TURN-OFF PROPAGATION DELAY  $T_{DISLOW}$  vs TEMPERATURE

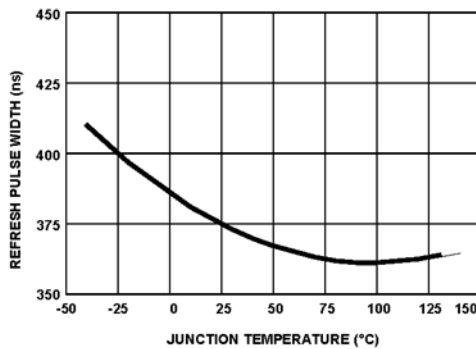


FIGURE 14.  $T_{REF-PW}$  REFRESH PULSE WIDTH vs TEMPERATURE

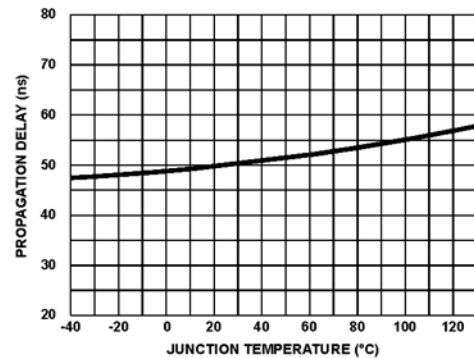
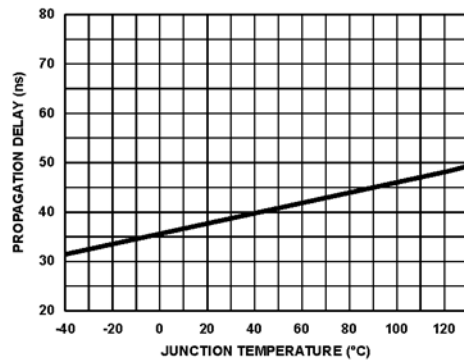
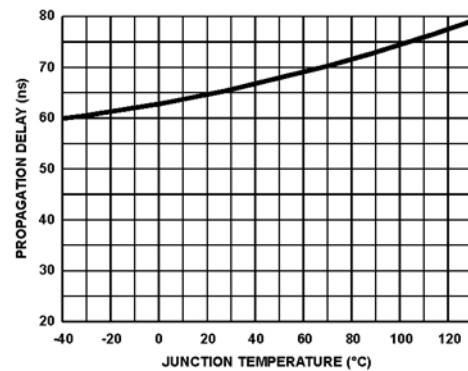
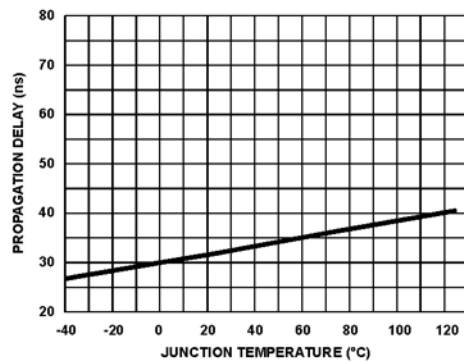
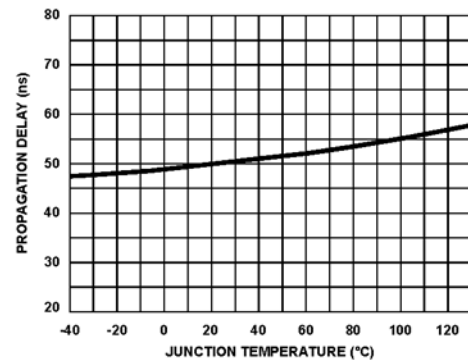
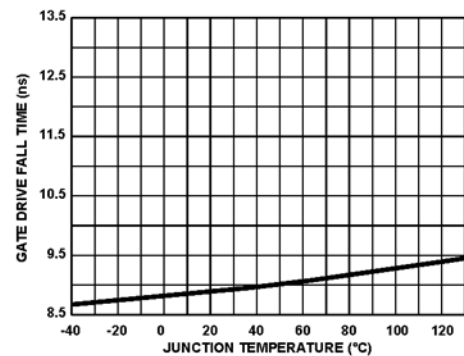
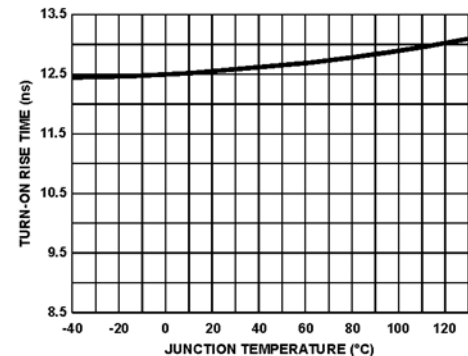


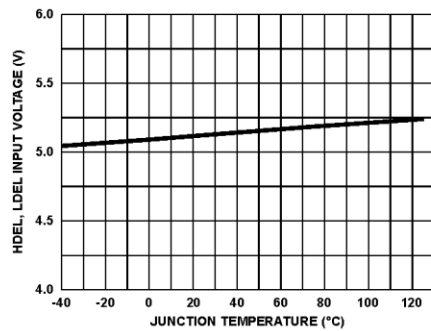
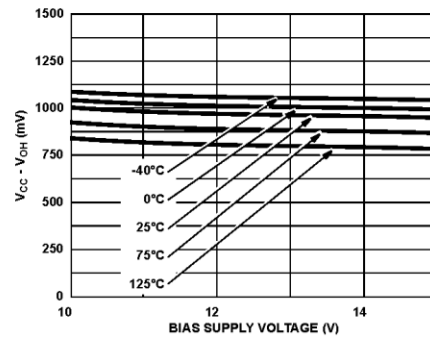
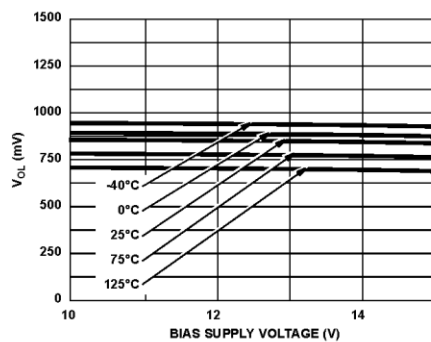
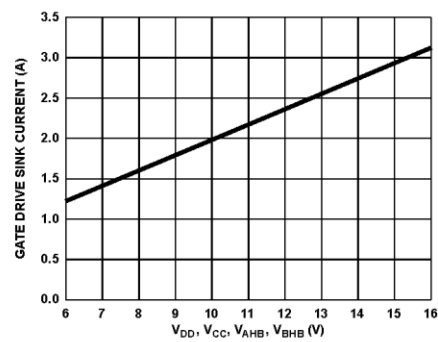
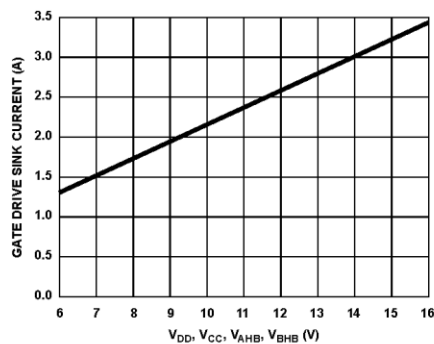
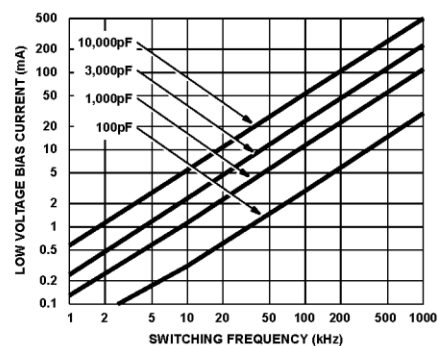
FIGURE 15. DISABLE TO LOWER ENABLE  $T_{DLPH}$  PROPAGATION DELAY vs TEMPERATURE

HIP4081A

**Typical Performance Curves**
 $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$ ,  $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$ ,  $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 10K$   
 and  $T_A = 25^\circ C$ , Unless Otherwise Specified (Continued)
FIGURE 16. UPPER TURN-OFF PROPAGATION DELAY  $T_{HPHL}$  VS TEMPERATUREFIGURE 17. UPPER TURN-ON PROPAGATION DELAY  $T_{HPLH}$  VS TEMPERATUREFIGURE 18. LOWER TURN-OFF PROPAGATION DELAY  $T_{LPHL}$  VS TEMPERATUREFIGURE 19. LOWER TURN-ON PROPAGATION DELAY  $T_{LPLH}$  VS TEMPERATUREFIGURE 20. GATE DRIVE FALL TIME  $T_F$  VS TEMPERATUREFIGURE 21. GATE DRIVE RISE TIME  $T_R$  VS TEMPERATURE

HIP4081A

**Typical Performance Curves**  $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$ ,  $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$ ,  $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100K$  and  $T_A = 25^\circ C$ , Unless Otherwise Specified

FIGURE 22.  $V_{LDEL}$ ,  $V_{HDEL}$  VOLTAGE vs TEMPERATUREFIGURE 23. HIGH LEVEL OUTPUT VOLTAGE  $V_{CC} - V_{OH}$  vs BIAS SUPPLY AND TEMPERATURE AT 100mAFIGURE 24. LOW LEVEL OUTPUT VOLTAGE  $V_{OL}$  vs BIAS SUPPLY AND TEMPERATURE AT 100mAFIGURE 25. PEAK PULLDOWN CURRENT  $I_O$  vs BIAS SUPPLY VOLTAGEFIGURE 26. PEAK PULLUP CURRENT  $I_{O+}$  vs BIAS SUPPLY VOLTAGEFIGURE 27. LOW VOLTAGE BIAS CURRENT  $I_{DP}$  (LESS QUIESCENT COMPONENT) vs FREQUENCY AND GATE LOAD CAPACITANCE

HIP4081A

**Typical Performance Curves**  $V_{DD} = V_{CC} = V_{AHB} = V_{BHB} = 12V$ ,  $V_{SS} = V_{ALS} = V_{BLS} = V_{AHS} = V_{BHS} = 0V$ ,  $R_{HDEL} = R_{LDEL} = 100k$  and  $T_A = 25^{\circ}C$ , Unless Otherwise Specified (Continued)

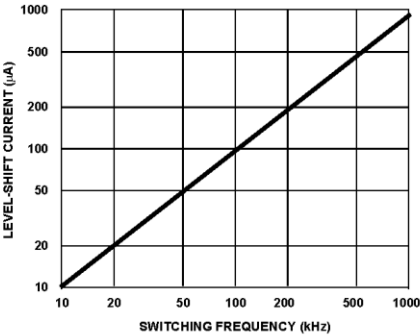


FIGURE 28. HIGH VOLTAGE LEVEL-SHIFT CURRENT vs FREQUENCY AND BUS VOLTAGE

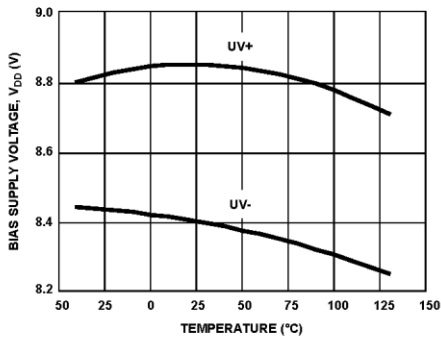


FIGURE 29. UNDERVOLTAGE LOCKOUT vs TEMPERATURE

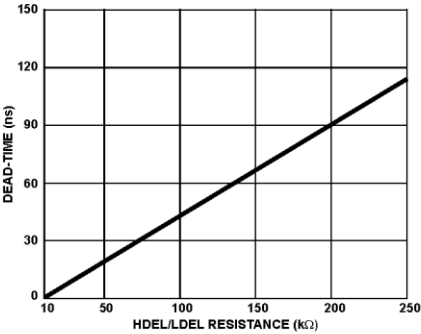


FIGURE 30. MINIMUM DEAD-TIME vs DEL RESISTANCE